



**HAL**  
open science

## Contribution aux microsystemes magnétiques : Micromoteur asynchrone à palier magnétique

Victor Manuel Fernandez Gomez del Campo

► **To cite this version:**

Victor Manuel Fernandez Gomez del Campo. Contribution aux microsystemes magnétiques : Micromoteur asynchrone à palier magnétique. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1999. Français. NNT: . tel-00764283

**HAL Id: tel-00764283**

**<https://theses.hal.science/tel-00764283>**

Submitted on 12 Dec 2012

**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.





# INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR

de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

Spécialité : "Génie Electrique"

préparée au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

dans le cadre de l'Ecole Doctorale

"Electronique, Electrotechnique, Automatique, Télécommunications, Signal"

présentée et soutenue publiquement par

Víctor Manuel FERNÁNDEZ GÓMEZ DEL CAMPO

le 20 Décembre 1999

Titre :

Contribution aux microsystèmes magnétiques :  
Micromoteur asynchrone à palier magnétique

Directeurs de thèse :

Messieurs                      Gilbert REYNE  
   Orphée CUGAT

JURY :

Messieurs	Bernard MULTON	Président, Rapporteur
	Michel de LABACHELERIE	Rapporteur
	Gilbert REYNE	Directeur de thèse
	Orphée CUGAT	Co-encadrant
	Gérard MEUNIER	Examineur



a mis papás, a mis hermanos



## Remerciements





## Remerciements

C'est grâce au Programme franco-mexicain SFERE — CONACYT que cette thèse a pu voir le jour. Sans leur soutien, logistique et financier, elle n'aurait point été réalisée.

Le travail dont cette thèse fait l'objet a été réalisé au sein du Laboratoire d'Électrotechnique de Grenoble, sous la direction de messieurs Gilbert REYNE et Orphée CUGAT.

Je remercie les membres du jury, messieurs

Bernard MULTON, Professeur des Universités à l'ENS de Cachan (antenne de Bretagne), qui a accepté d'être rapporteur de cette thèse et d'en présider le jury,

Michel de LABACHELERIE, Directeur de Recherches CNRS, Directeur adjoint du Laboratoire de Physique et Métrologie des Oscillateurs (LPMO), qui a accepté d'être rapporteur de cette thèse,

Gérard MEUNIER, Directeur de Recherches, Directeur adjoint du LEG, qui s'est montré intéressé par mes travaux de recherche tout au long de ma thèse,

Gilbert REYNE, Chargé de Recherches CNRS, qui a encadré ma thèse

et

Orphée CUGAT, Chargé de Recherches CNRS, qui a co-encadré ma thèse.

Je remercie également Messieurs les Professeurs Jean-Claude SABONNADIÈRE et Jean-Pierre ROGNON — ancien et actuel Directeur du LEG, respectivement — de m'avoir accueilli dans le Laboratoire. De même, je tiens à remercier Gérard MEUNIER et Jean-Louis COULOMB — ancien et actuel Directeur de l'équipe Modélisation, respectivement —, ainsi que Marcel IVANES et Pascal TIXADOR — ancien et actuel Directeur de l'équipe Machines, respectivement —, de m'avoir accueilli dans ces deux équipes. Jean-Louis COULOMB fut, en outre, Responsable de la Formation Doctorale Génie Electrique lors de mon D.E.A. et de mon début en thèse, je tiens ainsi à lui exprimer mes remerciements du soutien qu'il m'a accordé.

J'ai eu le plaisir de travailler, durant plus de quatre ans, à côté d'Orphée et de Gilbert. Si jamais vous travailliez avec eux, quelles que fussent votre nationalité et votre langue d'origine, vous vous sentiriez inévitablement interpellés. Interpellés peut-être par leurs neurones qui, sans gêne ni frottements, se baladent d'un hémisphère cérébral à l'autre à 40000 tours à la minute. Peut-être par leur humour, inépuisable et imprévisible. Ou encore par leur envie de vivre chaque jour, par leur énergie débordante. Ou, qui sait ?, peut-être tout simplement par leur si grande valeur humaine.

J'ai eu le soutien, tout au long de ma thèse, des ITA (non-initiés, lisez "Ingénieurs, Techniciens, Administrateurs"). En particulier, je remercie Dji-Dji et Bruno Mallet de leur aide indispensable pour la création des moteurs, Jean Barbaroux pour sa grande patience lors de l'impression des bobines, Stéphane Catellani pour son redoutable intégrateur, Jean-Claude

Perrier de ses conseils pour l'aimantation et pour la mesure des poudres d'aimant. Finalement, un grand merci à tous les gens qui travaillent dans l'équipe Informatique du LEG.

Je tiens aussi à remercier toutes les personnes qui se sont intéressées à mon travail et qui m'ont apporté de précieuses idées : Jérôme Delamare, Marcel Ivanès, Pascal Tixador, Jean-Paul Yonnet, Claire Divoux, Luiz de Medeiros, Frédéric Lepoitevin et ainsi de suite (car je sais que je ne finirais jamais cette liste...).

J'ai eu l'opportunité de travailler quelques temps avec Jaime Fandino et je le remercie de l'intérêt qu'il a porté à mon travail et des conseils — pleins de bon sens et de bonne humeur — qu'il m'a donnés.

J'ai déjà remercié Bernard Multon d'avoir participé — en rapporteur et en président — à ma thèse. J'aimerais encore le remercier des questions — aussi nombreuses qu'intelligentes — qu'il m'a posées sur mon travail. Il m'a fait, certes, travailler un peu plus. Mais non seulement il m'a signalé quelques-unes des erreurs aberrantes et quelques-uns des passages fort abscons que cachait ce scabreux document, mais encore m'a-t-il ouvert les yeux à de très belles questions que je ne m'étais point encore posées.

J'ai déjà, là encore, exprimé mes remerciements au Programme SFERE — CONACYT, qui m'a soutenu pour réaliser cette thèse. J'aimerais aussi remercier les membres, efficaces et bien souvent anonymes, de ces équipes qui mènent la route d'environ 200 thésards mexicains installés, temporairement, un peu partout en France. Plus personnellement, je tiens à remercier Mlle. Anna Maneta des nombreuses attentions qu'elle a eues envers moi, ainsi que de la confiance et du soutien qu'elle m'a toujours accordés.

Tout au long de la rédaction, j'ai essayé de rendre cette thèse le plus lisible possible. Mais les pâles efforts qu'eût pu entreprendre, à lui seul, un humble néophyte de la langue française n'eussent guère donné sans les corrections continues (et parfois controversées, voire passionnées) d'Orphée et de Gilbert. Je tiens aussi à remercier Emmanuelle Marc, qui a lu une grosse partie du document et qui m'a permis d'épargner non seulement des fautes et des erreurs linguistiques, mais aussi des maladresses et des lourdeurs d'expression. Je pense bien que mes trois ou quatre éventuels lecteurs sauront également leur être redevables.

Je remercie, bien entendu, ceux et celles qui ont bien voulu participer à l'organisation du pot, point ultime de tout doctorat. Merci à Christophe Cartier-Millon de toute l'aide qu'il m'a apportée, ainsi qu'à Fabien Faure et Damien de Benedettis. Merci encore à Patrice Labie de ses savants conseils en matière de logistique potière, ainsi que de la délicieuse et dangereuse boisson qu'il a préparée. Finalement, merci à Singva Ma et à Delphine Riu de leur aide lors de la préparation du pot et de cette excellente et unique tarte aux myrtilles - bananes que je n'oublierai jamais ; mais aussi et surtout merci d'être venues au secours d'un pauvre malade qui faillit laisser ses bronches dans les couloirs de l'Ecole.

J'aimerais remercier toutes ces personnes qui, par leur exemple plus que par leurs paroles, m'ont motivé à faire de mon mieux durant cette période. Je remercie finalement mes parents, qui, dans la distance, ont su sans cesse me soutenir. L'amitié ne se remercie pas, c'est pourquoi mes remerciements s'arrêtent ici.

## Sommaire



## SOMMAIRE

TABLE DES MATIERES	9
INTRODUCTION	15
CHAPITRE 1 UN REGARD SUR LES MICROMOTEURS	17
CHAPITRE 2 LES MICROPALIERES MAGNETIQUES	45
CHAPITRE 3 LE MICROMOTEUR ASYNCHRONE	91
CONCLUSION ET PERSPECTIVES	151
ANNEXES	153
CONGRES ET PUBLICATIONS	159
REFERENCES ET BIBLIOGRAPHIE	161



## Table des matières





# TABLE DES MATIERES

<b>INTRODUCTION</b>	<b>15</b>
<b>CHAPITRE 1 UN REGARD SUR LES MICROMOTEURS</b>	<b>17</b>
1.1 INTRODUCTION	17
1.1.1 <i>Qu'est-ce qu'un micromoteur ?</i>	17
1.1.2 <i>L'origine des micromoteurs</i>	17
1.2 MICROMOTEURS ELECTRIQUES	18
1.2.1 <i>Introduction</i>	18
1.2.2 <i>Micromoteurs à capacitance variable</i>	19
1.2.3 <i>Micromoteurs à charge électrique permanente</i>	20
1.2.4 <i>Micromoteurs à induction électrique (électroquasistatiques)</i>	21
1.2.5 <i>Conclusion</i>	23
1.3 MICROMOTEURS MAGNETIQUES	23
1.3.1 <i>Introduction</i>	23
1.3.2 <i>Micromoteurs à réluctance variable</i>	24
1.3.3 <i>Micromoteurs à aimants permanents</i>	29
1.3.4 <i>Micromoteurs à induction magnétique (asynchrones)</i>	33
1.3.5 <i>Les micromoteurs au LEG</i>	34
1.3.6 <i>Conclusion</i>	37
1.4 MICROMOTEURS A CONTACT MECANIQUE	37
1.4.1 <i>Introduction</i>	37
1.4.2 <i>Micromoteurs harmoniques (Wobble)</i>	38
1.4.3 <i>Micromoteurs piézoélectriques à ultrasons</i>	39
1.4.4 <i>Micromoteurs magnétostrictifs</i>	39
1.4.5 <i>Micromoteurs thermiques</i>	40
1.4.6 <i>Micromoteurs à mémoire de forme</i>	40
1.4.7 <i>Micromoteurs électrostatiques à ultrasons</i>	41
1.4.8 <i>Micromoteurs magnétiques</i>	41
1.4.9 <i>La miniaturisation des moteurs à contact</i>	41
1.4.10 <i>Conclusion</i>	41

1.5	LES APPLICATIONS	42
1.5.1	<i>Introduction</i>	42
1.5.2	<i>Micromoteurs électrostatiques</i>	42
1.5.3	<i>Micromoteurs magnétiques</i>	42
1.5.4	<i>Micromoteurs à contact mécanique</i>	42
1.5.5	<i>Conclusion</i>	43
1.6	CONCLUSION	43
<b>CHAPITRE 2</b>	<b>LES MICROPALIERES MAGNETIQUES</b>	<b>45</b>
2.1	INTRODUCTION	45
2.2	LES FROTTEMENTS DANS LES MICROSYSTEMES	45
2.2.1	<i>Introduction</i>	45
2.2.2	<i>Le facteur d'échelle, l'usure et le couple moteur</i>	45
2.2.3	<i>Le contact dans les microsystèmes</i>	46
2.2.4	<i>Le non-contact dans les microsystèmes</i>	47
2.3	LES SUSPENSIONS DES MICROMOTEURS	49
2.3.1	<i>Suspension à sec</i>	49
2.3.2	<i>Suspension à palier à roulements</i>	50
2.3.3	<i>Suspension à capacitance variable</i>	50
2.3.4	<i>Suspension à réluctance variable</i>	51
2.3.5	<i>Suspension à induction magnétique</i>	51
2.3.6	<i>Suspension diamagnétique</i>	52
2.3.7	<i>Suspension supraconductrice</i>	52
2.3.8	<i>Suspension à gaz</i>	52
2.3.9	<i>Conclusion</i>	53
2.4	LES PALIERES MAGNETIQUES PASSIFS	53
2.4.1	<i>Introduction</i>	53
2.4.2	<i>Raideur et stabilité</i>	54
2.4.3	<i>Le théorème d'Earnshaw</i>	56
2.4.4	<i>Comment assurer une lévitation totale</i>	57
2.4.5	<i>La stabilité des moteurs</i>	59
2.4.6	<i>Paliers magnétiques à aimants permanents</i>	60
2.4.7	<i>Paliers magnétiques à réluctance variable</i>	60
2.4.8	<i>Conclusion</i>	60
2.5	LES AIMANTS PERMANENTS	61
2.5.1	<i>Introduction</i>	61
2.5.2	<i>Rappels sur les aimants permanents</i>	61
2.5.3	<i>Aimants massifs</i>	62
2.5.4	<i>Aimants en poudre</i>	63

2.5.5	<i>Aimants en couches minces</i>	63
2.5.6	<i>Problématique géométrique liée aux aimants en couches</i>	64
2.6	LE CALCUL D'UN PALIER MAGNETIQUE	65
2.6.1	<i>Introduction</i>	65
2.6.2	<i>Les études analytiques</i>	65
2.6.3	<i>La méthode des dipôles magnétiques en 3D</i>	67
2.6.4	<i>La méthode des dipôles magnétiques en 2D axisymétrique</i>	69
2.6.5	<i>Les éléments finis</i>	72
2.7	MODELISATION ET DISCUSSION	72
2.7.1	<i>Introduction</i>	72
2.7.2	<i>Ordres de grandeur</i>	72
2.7.3	<i>Considérations sur les modélisations</i>	74
2.7.4	<i>Analyse des paramètres : étude des forces et des raideurs</i>	75
2.7.5	<i>Analyse des paramètres : étude des champs magnétiques</i>	79
2.7.6	<i>Conclusion</i>	81
2.8	OPTIMISATION D'UN PALIER MAGNETIQUE MINIATURE	81
2.8.1	<i>Introduction</i>	81
2.8.2	<i>Pascosma : Une nouvelle approche de CAO</i>	81
2.8.3	<i>Un modèle analytique pour l'optimisation</i>	82
2.8.4	<i>L'optimisation de paliers magnétiques miniatures</i>	82
2.8.5	<i>Conclusion</i>	84
2.9	REALISATION DE SUSPENSIONS MAGNETIQUES EN MINIATURE	84
2.9.1	<i>Introduction</i>	84
2.9.2	<i>Palier butée simple</i>	84
2.9.3	<i>Palier un axe actif</i>	86
2.9.4	<i>Palier aimants – réluctance</i>	87
2.9.5	<i>Palier pneumo-magnétique</i>	88
2.9.6	<i>Conclusion</i>	88
2.10	CONCLUSION	89

<b>CHAPITRE 3</b>	<b>LE MICROMOTEUR ASYNCHRONE</b>	<b>91</b>
	INTRODUCTION AU CHAPITRE 3	91
	<b>PREMIERE PARTIE : CONCEPTION ET MODELISATION</b>	<b>91</b>
3.1	INTRODUCTION A LA PREMIERE PARTIE	91
3.2	POURQUOI UN MICROMOTEUR ASYNCHRONE ?	92
3.2.1	<i>Introduction</i>	92
3.2.2	<i>Inconvénient : le rendement</i>	92
3.2.3	<i>Inconvénient : un contrôle difficile de la vitesse mécanique</i>	92
3.2.4	<i>Avantage : un moteur simple</i>	93
3.2.5	<i>Avantage : le facteur d'échelle et la densité de courant</i>	93
3.2.6	<i>Conclusion</i>	93
3.3	LA GEOMETRIE DU MOTEUR	93
3.3.1	<i>Introduction</i>	93
3.3.2	<i>Moteur axial et moteur radial</i>	94
3.3.3	<i>Rapports dimensionnels du moteur axial</i>	94
3.3.4	<i>Définition de l'entrefer</i>	96
3.3.5	<i>Conclusion</i>	96
3.4	L'ALIMENTATION ELECTRIQUE	96
3.4.1	<i>Introduction</i>	96
3.4.2	<i>Quelques rappels du moteur asynchrone</i>	97
3.4.3	<i>Méthodes de contrôle de la vitesse</i>	97
3.4.4	<i>Cahier des charges de l'alimentation</i>	99
3.4.5	<i>Les choix disponibles</i>	100
3.4.6	<i>Conclusion</i>	101
3.5	CONSIDERATIONS POUR LA CONCEPTION DU STATOR	101
3.5.1	<i>Introduction</i>	101
3.5.2	<i>Les possibilités</i>	102
3.5.3	<i>Une configuration pour un bobinage diphasé</i>	105
3.5.4	<i>Une culasse magnétique</i>	106
3.5.5	<i>Conclusion</i>	106
3.6	CONSIDERATIONS POUR LA CONCEPTION DU ROTOR	107
3.6.1	<i>Introduction</i>	107
3.6.2	<i>Une culasse magnétique</i>	107
3.6.3	<i>Choix du matériau conducteur : le fer et le cuivre</i>	107
3.6.4	<i>Conclusion</i>	111

3.7	HARMONIQUES ET PERTES	111
3.7.1	<i>Introduction</i>	111
3.7.2	<i>Les harmoniques d'espace</i>	111
3.7.3	<i>Les pertes</i>	111
3.7.4	<i>Conclusion</i>	112
3.8	LA STABILITE MAGNETIQUE	113
3.8.1	<i>Introduction</i>	113
3.8.2	<i>Rotor sans fer</i>	113
3.8.3	<i>Une configuration sandwich</i>	113
3.8.4	<i>Une analyse de stabilité</i>	114
3.8.5	<i>Conception intégrée : système moteur - suspension</i>	117
3.8.6	<i>Conclusion</i>	118
3.9	MODELISATION PAR ELEMENTS FINIS	118
3.9.1	<i>Introduction</i>	118
3.9.2	<i>Les méthodes analytiques</i>	118
3.9.3	<i>Les éléments finis en 2D et 3D</i>	118
3.9.4	<i>Les méthodes de calcul par éléments finis</i>	120
3.9.5	<i>La structure du moteur</i>	121
3.9.6	<i>Le couple électromagnétique</i>	123
3.9.7	<i>Les grandeurs magnétiques</i>	126
3.9.8	<i>Les courant induits</i>	127
3.9.9	<i>Conclusion</i>	128
3.10	CONCLUSION A LA PREMIERE PARTIE	128
<b>DEUXIEME PARTIE : REALISATION ET CARACTERISATION</b>		<b>129</b>
3.11	INTRODUCTION A LA DEUXIEME PARTIE	129
3.12	FABRICATION DU PROTOTYPE	129
3.12.1	<i>Introduction</i>	129
3.12.2	<i>Les disques</i>	129
3.12.3	<i>Les bobines</i>	130
3.12.4	<i>Le cuivre et le fer</i>	131
3.12.5	<i>Le collage</i>	132
3.12.6	<i>Les rotors par électroformage</i>	132
3.12.7	<i>Le moteur assemblé</i>	135
3.12.8	<i>Conclusion</i>	135

3.13	UNE PROPOSITION DE MICROFABRICATION	136
3.13.1	<i>Introduction</i>	136
3.13.2	<i>Les disques</i>	136
3.13.3	<i>Les bobines</i>	136
3.13.4	<i>Conclusion</i>	138
3.14	CARACTERISATION DU PROTOTYPE	138
3.14.1	<i>Introduction</i>	138
3.14.2	<i>Le moteur triphasé</i>	138
3.14.3	<i>Une alimentation pour le micromoteur diphasé</i>	139
3.14.4	<i>Modèle dynamique du micromoteur diphasé</i>	140
3.14.5	<i>Analyse dynamique du micromoteur diphasé</i>	143
3.14.6	<i>Analyse de la saturation magnétique</i>	147
3.14.7	<i>La modélisation et les résultats expérimentaux du moteur diphasé</i>	148
3.14.8	<i>Conclusion</i>	149
3.15	CONCLUSION A LA DEUXIEME PARTIE	149
	CONCLUSION AU CHAPITRE 3	149
	<b>CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES</b>	<b>151</b>
	<b>ANNEXES</b>	<b>153</b>
	ANNEXE 1 LA DISSIPATION THERMIQUE LORS D'UNE REDUCTION D'ECHELLE	153
	ANNEXE 2 MESURES D'AIMANTATION	155
	<i>A2.1 Comment mesurer l'aimantation</i>	155
	<i>A2.2 Problématique liée aux couches minces</i>	156
	ANNEXE 3 UNE EXTENSION AU THEOREME D'EARNSHAW	157
	<i>A3.1 Introduction</i>	157
	<i>A3.2 Le théorème d'Earnshaw et la stabilité des suspensions à induction et supraconductrices</i>	157
	<b>CONGRES ET PUBLICATIONS</b>	<b>159</b>
	<b>REFERENCES ET BIBLIOGRAPHIE</b>	<b>161</b>

## Introduction

*La machine elle-même, plus elle se perfectionne, plus elle s'efface derrière son rôle. Il semble que tout l'effort industriel de l'homme, tous ses calculs, toutes ses nuits de veille sur les épures, n'aboutissent, comme signes visibles, qu'à la seule simplicité [...]. Il semble que la perfection soit atteinte non quand il n'y a plus rien à ajouter, mais quand il n'y a plus rien à retrancher. Au terme de son évolution, la machine se perfectionne.*

ANTOINE DE SAINT-EXUPÉRY

*Terre des hommes*





# Introduction

Avec l'avènement des technologies propres des circuits intégrés, dans les années 1950, le développement de micromécanismes n'a cessé de croître. A la fin des années 1980, les premiers micromoteurs, à entraînement électrostatique, furent reportés. Dès lors, un grand nombre de micromoteurs, ayant de très divers entraînements, ont été conçus et réalisés. Dans le premier chapitre, un regard est porté sur l'ensemble de micromoteurs qui ont, à ce jour, été fabriqués.

Le micromoteur magnétique asynchrone a pourtant connu une critique assez défavorable de la part de nombre de chercheurs. Sa fabrication — supposée forcément tridimensionnelle, donc complexe — et sa performance mécanique — estimée insuffisante pour créer du mouvement — sont à l'origine de ce mépris généralisé.

Ce raisonnement semble se confirmer par les lois de réduction d'échelle, car les forces de frottements dans les microsystèmes mécaniques deviennent prépondérantes. En effet, l'augmentation proportionnelle des pertes mécaniques par rapport à la puissance générée par un micromoteur miniaturisé peut devenir gênante au point d'annuler le rendement du moteur. Ainsi dans le domaine des micromoteurs, les suspensions mécaniques — qui ont un long parcours dans la fabrication des machines tournantes — trouvent leur performance bien limitée.

La création de suspensions qui puissent franchir cette contrainte a intéressé un large nombre de chercheurs. Des solutions mécaniques et électromagnétiques ont été proposées, certaines d'entre elles seront présentées dans le deuxième chapitre.

Les paliers magnétiques sont, eux, une solution aux problèmes causés par les frottements. Dans un palier magnétique, les forces sont exercées entre aimants permanents ou matériaux ferromagnétiques ; leur géométrie permet d'obtenir le positionnement de la partie mobile. Ils ont un long parcours dans le domaine industriel. Pourtant, à notre connaissance, aucune application des paliers magnétiques aux suspensions des micromoteurs n'avait encore été réalisée.

Ainsi, cette thèse propose, dans un premier temps, une nouvelle approche basée sur l'application des aimants permanents microdimensionnés. Nous étudierons les différents types de microaimants permanents existants, ainsi que des méthodes de calcul d'un palier magnétique. Nous proposerons aussi une nouvelle méthodologie de calcul et d'optimisation des paliers magnétiques à aimants permanents. Nous terminerons le chapitre en illustrant cette démarche par divers exemples d'applications.

Dans un deuxième temps, l'étude d'un micromoteur asynchrone est proposée. Le chapitre 3, divisé en deux parties, lui est ainsi consacré.

Dans la première partie, nous regarderons ses principaux avantages et inconvénients. Ensuite, nous présenterons les différentes étapes de la conception du moteur : l'analyse géométrique, le choix de l'alimentation électrique, la conception du stator et du rotor, ainsi qu'une analyse de la stabilité magnétique. Finalement, nous modéliserons cette machine par la méthode des éléments finis.

Dans la deuxième partie, nous montrerons les principaux stades de la fabrication des prototypes et évoquerons les différentes difficultés de réalisation. Finalement, nous caractériserons ces prototypes et discuterons les résultats obtenus.

L'implémentation d'un palier magnétique dans le micromoteur asynchrone nous permettra d'associer les deux grandes lignes déroulées dans cette thèse.

## Chapitre 1

### Un regard sur les micromoteurs



# Chapitre 1 Un regard sur les micromoteurs

## 1.1 Introduction

### 1.1.1 Qu'est-ce qu'un micromoteur ?

Lorsque l'on essaye de définir ce qu'est un micromoteur, on est immédiatement confronté à la vastitude d'objets concernés. Il est donc difficile de proposer une définition assez large pour recouvrir tous les dispositifs rapportés dans la littérature, mais suffisamment précise pour déceler des limites pratiques.

D'une façon très générale, les machines sont "des objets qui produisent des mouvements mécaniques visant à transformer de l'énergie, de la matière et/ou de l'information" [ART77]. A l'échelle macroscopique, on retrouve quatre grandes catégories de machines [MIN98a] : les machines énergétiques, les machines de travail (machines - outil) les machines informatiques et les machines cybernétiques (robots). Un système de machines associe donc plusieurs machines appartenant à des spécifications distinctes [MIN98a]. Il est important d'observer que toutes ces classes de machines peuvent être miniaturisées. La définition proposée par [ART77] demeure ainsi toujours valable dans les microsystèmes.

La maîtrise du mouvement mécanique dans les très petites échelles a depuis longtemps fasciné les chercheurs [FEY59, SEN94]. C'est dans ce contexte de la micromécanique que nous conservons la définition proposée par [HAN94a] : "une micromachine est un très petit dispositif qui utilise une puissance mécanique et qui dispose de plusieurs éléments miniaturisés, conçus avec un objectif défini". Ainsi, un micromoteur est l'élément d'une machine chargé de lui transmettre du mouvement.

Cette définition est subtilement plus générale que celle proposée par [GUC94a] : "un micromoteur est un dispositif électromécanique physiquement petit". Par exemple, des microturbines — n'ayant point d'éléments électriques — ont aussi été reportées [GAB90].

Dans les prochains paragraphes, nous essayerons de mieux cerner les termes "petit" et "très petit". Nous le verrons, il est simplement impossible de n'en donner qu'un seul ordre de grandeur.

### 1.1.2 L'origine des micromoteurs

#### a) Le concept de micromachine

Le terme "micromachine" n'est pas nouveau. Il a même été utilisé pour des moteurs "miniatures" — par le moins, "petits" —, qui sont depuis longtemps utilisés pour les jouets électriques [HAR85]. Il s'agit souvent de moteurs à géométrie cylindrique, extrapolation quasi-directe — en structure et en fabrication — des machines macroscopiques. Pourtant, les premiers micromoteurs — au sens actuel du terme — datent de la fin des années 1980 [FAN88, TAI89]. Ces moteurs — électrostatiques — étaient certes déjà micrométriques ( $\varnothing$  120  $\mu\text{m}$ ), mais encore ils découlaient d'une toute autre approche de conception et de fabrication. Regardons l'évolution technologique qui permit la naissance de ces moteurs.

## **b) La micromécanique**

Le circuit intégré moderne — berceau du micromoteur électrostatique — descend directement des processus planaires qui, dans les années 1950, combinèrent l'art de la photolithographie et la technologie du silicium. Des circuits de plus en plus complexes apparurent rapidement. Il surgit ainsi l'intérêt d'un large investissement technologique dans le domaine, afin que les nouvelles idées pussent promptement passer de la conception à la production. Parmi ces idées innovatrices, la micromécanique eut une place privilégiée. Un pont résonant fut ainsi construit dans les années 1960 [NAT67]. Au début des années 1980, lorsque les CI étaient déjà très avancés, l'étude des interfaces avec des composantes non-électriques fit l'objet de nombre de recherches : un chromatographe sur un wafer de silicium [TER75] ou encore l'étude des propriétés mécaniques du silicium [PET82]. Peu après, les premiers micromécanismes étaient développés : des micropoutres d'abord [HOW86], suivies des micropinces [MCD89], des microdiaphragmes [LAM85, SMI85] et finalement des micropompes [ZDE87].

Ce fut à partir de ces mécanismes présentant divers degrés de liberté que les chercheurs envisagèrent la conception et le développement des micromoteurs [TRI87, BAR88, BAR89]. Les premiers micromoteurs étaient conçus en acceptant certaines suppositions : aussi bien le comportement mécanique que les paramètres fondamentaux des moteurs restaient des inconnues [MEH90a]. Il fallut attendre les années 1990 pour que des études de conception [WOL91] et d'optimisation [DUF96] fussent proposées.

## **1.2 Micromoteurs électrostatiques**

### **1.2.1 Introduction**

Inventé le premier, par B. Franklin en 1748, le moteur électrostatique n'eut, durant plus de deux siècles, guère de succès. En effet, de très importantes tensions doivent être appliquées afin d'obtenir un très modeste couple. Le risque réel de claquage à haute tension a encore limité toute utilisation [JEF73].

Les premiers moteurs microdimensionnés furent, eux aussi, électrostatiques [FAN88, TAI89] (Fig. 1.2.1.1 ; cf. *supra*, § 1.1.2). Le premier micromoteur, de diamètre 120  $\mu\text{m}$ , développa ainsi quelques pNm, pour une vitesse de 500 tr/min. Dès lors, des micromoteurs électrostatiques, relativement simples et entièrement réalisés en silicium, ont été reportés çà et là [LAN87, TRI87a, TRI87b, BAR89, FAN89, MEH90a, MEH90b, MEH92, BAR92, PHI93]. Une très vaste étude concernant les micromoteurs électrostatiques a, par exemple, été menée au Massachusetts Institute of Technology (MIT).

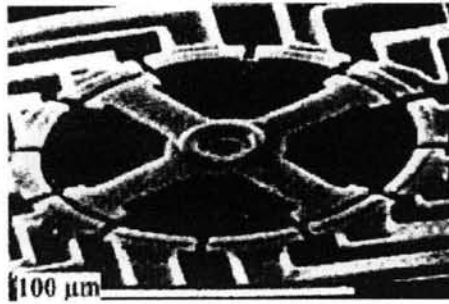


Fig. 1.2.1.1 Premier micromoteur électrostatique [TAI89]

L'alimentation électrostatique apparut, par sa simplicité, très adaptée aux premiers dispositifs tournants. Mais une autre raison, physique, s'avéra capitale pour leur succès : c'est l'effet Paschen.

Le champ électrique maximal permis dans un entrefer dépend du libre parcours moyen de molécules d'air ionisées [PAS89]. Ainsi, la tension appliquée entre deux électrodes doit être inférieure à une valeur disruptive, au-delà de laquelle se crée un arc électrique. Cette tension est en pratique définie par la courbe Paschen, laquelle exprime la dépendance de la tension disruptive ( $V_d$ ) en fonction du produit de la pression ( $p$ ) par la distance ( $d$ ) entre les électrodes. La tension, très élevée pour de faibles valeurs du produit ( $p \times d$ ), diminue lorsque ce produit augmente. Elle passe par un minimum avant de croître linéairement [MIN98a].

Grâce à cet effet, lorsque la distance entre les électrodes descend à environ  $1 \mu\text{m}$ , la densité d'énergie due au champ électrique augmente largement — typiquement d'un facteur  $10^4$ . Cette augmentation dramatique de la densité d'énergie fut corroborée par les travaux réalisés au MIT. L'entrefer critique ayant donc des valeurs typiques de quelques  $\mu\text{m}$ , les micromoteurs à capacitance variable tirent profit de ce phénomène afin d'améliorer leurs performances. Ce phénomène est donc très favorable pour l'entraînement électrostatique [LAN87]. Par exemple, [MEH92] applique une tension de 150 V sur un entrefer de  $1,5 \mu\text{m}$ , soit un champ électrostatique de  $10^8 \text{ V/m}$ . Toutefois, l'alimentation de ces moteurs doit fournir environ une centaine de volts ; ce qui provoque une attraction électrostatique de poussières, lesquelles interfèrent avec les parties motrices [TAI90] (cf. *infra*, chapitre 2, § 2.2.3).

Trois méthodes différentes de motorisation électrostatique ont été distinguées par [BAR88]. D'une part, des moteurs à capacitance variable (une variation, le moteur harmonique, en est aussi présentée) ; d'autre part, des moteurs basés sur des rotors à charges permanentes ; finalement, des moteurs à charge induite. Nous les analysons brièvement.

### 1.2.2 Micromoteurs à capacitance variable

Les moteurs à capacitance variable ont été, peut-être, les plus étudiés. Des électrodes, situées au stator, génèrent un champ électrostatique, pour une ou plusieurs paires de pôles. La forme du rotor est conçue d'une façon telle que la capacitance du circuit électrostatique dépendra de la position du rotor ; le couple résultant est proportionnel au carré du champ électrostatique et à la variation de la capacitance du circuit.

Deux types de moteurs à capacitance variable ont été, par leur géométrie, distingués par [MEH90a]. Un troisième type, classé parmi les électrostatiques par des raisons historiques, en



est le moteur harmonique, que nous discuterons au § 1.4.2. Ces moteurs ont été réalisés par un processus de lithographie en double couche sur silicium.

Le moteur à excitation axiale (top-drive micromotor) est montré dans la Fig. 1.2.2.1 a. La variation de capacitance est créée entre les pôles du rotor et des électrodes situées au-dessus du rotor. La valeur de l'entrefer (ici, entre 1 et 2  $\mu\text{m}$ ) est contrôlée en faisant varier, d'une part, l'épaisseur des couches isolantes en dessus et en dessous du matériau rotorique ; d'autre part, la profondeur de l'axe du rotor. Le moteur à excitation radiale (side-drive micromotor) est montré dans la Fig. 1.2.2.1 b.



a) moteur à excitation axiale (top-drive)      b) moteur à excitation radiale (side-drive)

Fig. 1.2.2.1 Micromoteur à capacitance variable [MEH90a]

Bien que le moteur "top-drive" puisse créer une variation de capacitance plus importante que le moteur "side-drive", d'importantes forces verticales déstabilisent le rotor du moteur "top-drive". Ces forces sont dues à une attraction électrostatique soit vers les électrodes (situées en haut du rotor), soit vers le substrat — lorsque le potentiel électrique du rotor n'est pas nul (perte de contact électrique entre le rotor et le substrat).

Les forces d'attraction vers les électrodes peuvent être considérées comme des forces de lévitation. Nous verrons, au chapitre 2 (cf. *infra*, § 2.2.4), que ces forces ont été étudiées afin de créer une lévitation stable du rotor. Néanmoins, dans un moteur "top-drive", ces forces sont trop faibles pour générer la lévitation. L'attraction du rotor vers le substrat est nettement prépondérante : les électrodes tendent à se déformer vers le rotor. Il en résulte une limitation sévère lors du fonctionnement de ces moteurs. A notre connaissance, aucun moteur "top-drive" fonctionnel n'a encore été créé.

Quant au moteur "side-drive", son instabilité est radiale, elle est naturellement compensée par le palier. Nous verrons au chapitre 2 (cf. *infra*, § 2.2.3) que cette instabilité n'est pourtant pas sans conséquence. En plus, ce moteur ne permet qu'une variation capacitive assez réduite, car la section des électrodes est limitée par la hauteur (l'épaisseur) du dispositif.

Le rapport entre le nombre de pôles au rotor et au stator, ainsi que leur géométrie, ont fait l'objet de nombreuses études d'optimisation [DUF96]. Ce rapport vaut, typiquement, 3:1 pour le moteur "top-drive" et 3:2 pour le moteur "side-drive".

### 1.2.3 Micromoteurs à charge électrique permanente [WOL91]

Un corps à charge électrique excitée en permanence (électret) est, d'une certaine manière, l'équivalent électrique d'un aimant permanent. Un disque comportant des paquets de charges électriques permanentes peut, par conséquent, être considéré un rotor "à charge électrique".

Même si très peu de chercheurs ont essayé d'appliquer ce phénomène au développement de microactionneurs, l'étude de conception d'un micromoteur à charge électrique (permanent-rotor-charge-excited micromotor) présentée par [WOL91] est devenue une référence d'importance pour la conception de micromoteurs (cf. *infra*, chapitre 2, § 2.3.3). La Fig. 1.2.3.1 montre le micromoteur.

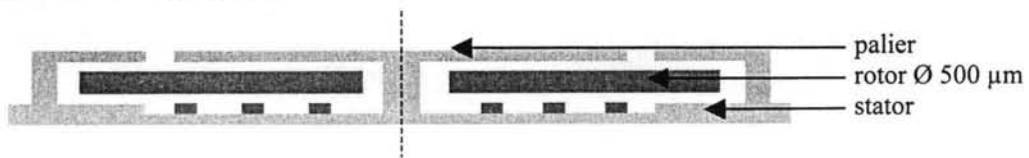


Fig. 1.2.3.1 Micromoteur à charge électrique permanente

Ce travail de modélisation semble n'avoir pas eu de suite de réalisation. Un couple théorique que nous estimons à 540 nNm paraît nécessaire pour porter le rotor à la vitesse maximale de 715 000 tr/min. Nous rappelons simplement qu'il s'agit d'un résultat de simulation.

#### 1.2.4 Micromoteurs à induction électrique (électroquasistatiques) [BAR89, FUH92a, FUH92b, CHA95]

Nous retrouvons finalement le micromoteur à induction électroquasistatique (aussi appelé micromoteur à induction électrique). Même si ce moteur était déjà présent dans la littérature scientifique du XIX s. [WEI93, QUI96], les importantes tensions électriques qu'il nécessite, ainsi que la mauvaise performance mécanique qu'il développe, l'avaient tenu à l'écart de toute application pratique. Pourtant, le moteur à induction électrique (MIE) a fait l'objet de plus nouvelles études d'approfondissement [BOL69, KOO69] et d'optimisation [UBB70]. Ces études ont été à la base des micromoteurs récemment analysés.

Le MIE présente certains avantages par rapport au moteur électrostatique à réluctance variable (MERV) [BAR89]. Par exemple, le MIE ne nécessite pas de parties saillantes et n'a pas besoin d'une commande en boucle fermée.

Le MIE est un disque annulaire ayant, en principe, une permittivité et une conductivité uniformes [BAR89]. Il tourne à vitesse constante dans une structure (ou entre deux structures coplanaires) d'électrodes conformant le stator (Fig. 1.2.4.1). Les électrodes créent des ondes de potentiel électrique qui traversent axialement l'entrefer. Ces ondes sont égales en fréquence et en phase, mais elles peuvent avoir une amplitude complexe différente.

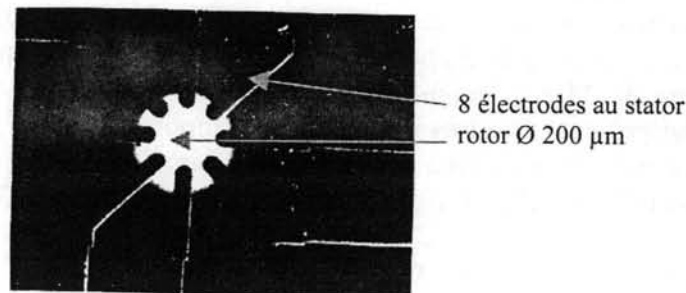


Fig. 1.2.4.1 Micromoteur à induction électroquasistatique [FUH92b]

Lorsque les ondes de potentiel se propagent, elles induisent des images des charges électriques sur la surface du rotor. Il est important de noter que ces images se propagent en

synchronie avec les ondes de potentiel électrique. Or, dû au temps fini (non instantané) de relaxation des charges dans les entrefers rotor—stator, les images son en retard par rapport aux ondes de potentiel. Il en résulte un déplacement axial entre ces ondes et les images des charges, qui génère un couple moteur net sur le rotor. Si le temps de relaxation est trop long, une toute petite image de charge est induite. Si, *a contrario*, la durée de relaxation est trop courte, les images des charges ne font qu'un déplacement tout petit. Dans les deux cas, le couple moteur résulte amoindri (Fig. 1.2.4.2 a). Il existe donc un ensemble de propriétés et de paramètres qui donnent un couple moteur maximal [BAR89].

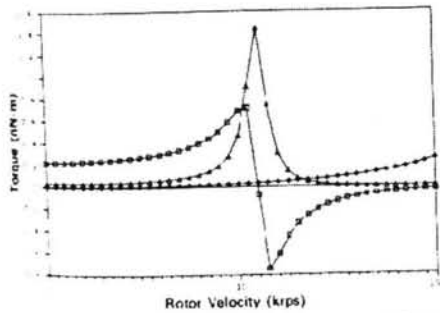
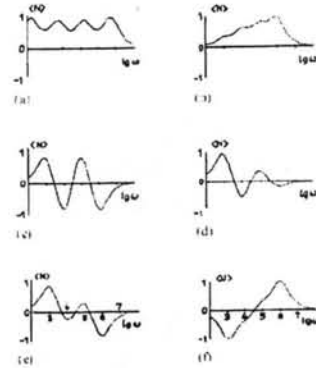


Fig 2 IM performance:  $\square$  denotes motive torque,  $\triangle$  denotes bushing-friction load torque and  $\circ$  denotes windage load torque.



a) Couple moteur versus frottements

b) Plusieurs matériaux diélectriques

Fig. 1.2.4.2 Caractéristiques couple - fréquence typiques d'un micromoteur à induction électroquasistatique (a [BAR89], b [FUH92a])

Or, si plusieurs matériaux ayant des propriétés diélectriques différentes sont assemblés dans une configuration particulière, plusieurs processus de relaxation de charge sont superposés et deviennent prépondérants à différents fréquences d'opération (Fig. 1.2.4.2 b) [FUH92a]; ce phénomène fut pourtant omis dans les premières publications [BOL69, BAR89].

Typiquement [BAR89], un MIE de diamètre  $\varnothing$  100  $\mu$ m, alimenté par une source de 100 V à 50 kHz, génère un couple théorique d'environ 800 pNm. Toutefois, le prototype sous-millimétrique reporté par [FUH92b] n'atteint qu'un sixième de la vitesse de rotation attendue, montrant ainsi que les premiers résultats théoriques n'étaient que trop optimistes.

Dans le MIE, les frottements secs dépendent du rapport entre la vitesse angulaire et la fréquence d'alimentation : ils atteignent une valeur maximale à la vitesse de synchronisme, car les images et les ondes de potentiel sont alignées. Le couple de frottements secs peut ainsi devenir très grand par rapport au frottement aérodynamique. Pourtant, le comportement asynchrone du MIE (c'est-à-dire, le rapport entre la fréquence mécanique et la fréquence d'alimentation) peut être très important (un rapport  $10^{-2}$  à  $10^{-6}$ , voir plus petit) ; cela est dû au très petit temps de relaxation des charges, qui implique une fréquence d'opération très élevée (allant jusqu'à 30 MHz, cf. *infra*, § 1.3.4 ; voir aussi chapitre 3 : § 3.4.4, § 3.9.6, § 3.14.5).

Ainsi, non seulement le rotor n'atteint jamais la vitesse de l'alimentation, mais il ne s'en rapproche même pas. La fréquence du rotor ne parcourt donc pas une gamme représentative de la fréquence électrique.

Aisément extrapolable à la micropompe à induction électroquasistatique, ce moteur offre une alternative de conception des micromoteurs électrostatiques.

### 1.2.5 Conclusion

Les micromoteurs électrostatiques, fabriqués sur silicium, ont été à l'origine des micromachines. Nous avons présenté les trois méthodes différentes de motorisation qui avaient été distinguées ailleurs. Malgré le succès initial qu'ils ont eu, ces moteurs doivent encore surmonter bien des limitations technologiques. Par ailleurs, les couples qu'ils développent se situent globalement dans la gamme de  $10^{-12}$  à  $10^{-9}$  Nm.

L'avance et le succès qu'ont eus les micromoteurs électrostatiques a lancé une discussion — toujours inachevée — sur leur suprématie par rapport aux micromoteurs magnétiques.

## 1.3 Micromoteurs magnétiques

### 1.3.1 Introduction

Les moteurs magnétiques, qui ont eu un succès universel dans le monde macroscopique, ne semblaient, *a priori*, guère favorisés par la réduction d'échelle [TRI89a]. Pourtant, même si le début des micromoteurs magnétiques fut tardif, ils présentent d'importants avantages par rapport aux micromoteurs électriques. Nous discutons brièvement quelques caractéristiques propres de ces moteurs.

#### a) La réduction d'échelle [TRI89a, GUC96]

La réduction d'échelle, inhabilement interprétée, peut profondément défavoriser les moteurs magnétiques. En effet, si la densité de courant reste constante dans les conducteurs, les forces générées diminuent au facteur 4 : ainsi un moteur dont la taille est diminuée en dix fois développera des forces dix mille fois plus petites. Or, ce cas n'apparaît que très rarement dans les microsystèmes : les facteurs de forme et la proximité d'un substrat refroidissant permettent de largement augmenter la densité de courant. En pratique, c'est souvent la température maximale admise dans le système qui définit la limite du courant. Dans ce cas, les forces magnétiques varient au facteur 2 : un moteur dix fois plus petit développera des forces cent fois plus petites (cf. *infra*, annexe 1).

Ce dernier cas donne un résultat semblable à celui d'un dispositif électrique dont le champ électrique reste constant lors de la miniaturisation [TRI89a]. Cette similitude n'est pourtant pas valable lors d'une réduction extrême d'échelle : d'une part, la densité de courant est limitée par le phénomène d'électromigration ; les valeurs maximales de densité étant comprises entre  $10^3$  et  $10^4$  A/mm<sup>2</sup> [DIV98, WIL97, AHN93]. D'autre part, nous avons vu que la courbe de Paschen permet d'obtenir de hauts champs électriques dans un entrefer micrométrique.

La miniaturisation extrême semble donc limitée pour les moteurs magnétiques. Mais à l'échelle sub-millimétrique — là où l'électromigration n'est pas encore une limite sérieuse, là où l'effet Paschen apparaît encore difficile à exploiter — ils offrent une performance difficile à atteindre par les moteurs électriques.

Il est clair que les actionneurs magnétiques ne profitent pas de la réduction d'échelle d'une manière aussi spectaculaire que les actionneurs électriques ; d'autant plus que, à la différence des moteurs électriques, les grands moteurs magnétiques comptent parmi les machines les plus performantes jamais inventées. D'une façon plus discrète, par des moyens plus élaborés,

les lois de réduction d'échelle peuvent aussi favoriser le développement des micromoteurs magnétiques.

**b) Une alimentation en courant [FLU96]**

Les moteurs magnétiques ont besoin de bobines pour la transformation électromagnétique de l'énergie. En général, la création de ces bobines fait appel à des processus de fabrication complexes [DIV98, GUC93, AHN93]. Cette complexité de réalisation a été à l'origine d'un retard accusé par rapport aux micromoteurs électriques.

En revanche, les moteurs magnétiques présentent de faibles impédances, ils nécessitent par conséquent une alimentation de courant à basse tension. Contrairement aux moteurs électriques, qui ont besoin, dans un volume très petit, de hautes tensions d'alimentation, l'implémentation d'un micromoteur magnétique dans un microsystème — du point de vue des tensions électriques — ne semble guère présenter de problèmes.

Pourtant — nous y reviendrons au chapitre 3 —, une impédance trop faible peut apparaître, vis à vis de la source, comme un court-circuit. La conception de microbobines performantes est, de ce fait, l'un des principaux axes de recherche pour les micromoteurs magnétiques.

**c) Les matériaux magnétiques [GUC93]**

Contrairement au cas des microactionneurs électriques, le silicium ne joue guère un rôle d'importance dans la fabrication d'un microactionneur magnétique : celui-ci nécessite des matériaux conducteurs (cuivre, argent, or, ...), des isolants (céramiques, résines, ...), et des matériaux magnétiques doux (fer, nickel, cobalt, ...) et durs (aimants permanents).

Il a donc fallu que de nouvelles microstructures comportant ces matériaux fussent créées afin de développer les premiers microactionneurs magnétiques. Outre l'obtention de microbobines [DIV98, AHN93, KÄM96], des couches minces ferromagnétiques [GUC93] et des couches minces et épaisses d'aimant permanents [LAG96, LIN95] ont été reportées.

**d) Reprise**

Les microactionneurs magnétiques peuvent bénéficier, plus modestement que les microactionneurs électriques, de la réduction d'échelle. Ils ont besoin, d'une part, d'être alimentés par un courant électrique. D'autre part, ils doivent être constitués de plusieurs matériaux. Mais il n'en est pas moins qu'ils ont démontré, ces dernières années, avoir une valeur scientifique inattendue.

### **1.3.2 Micromoteurs à réluctance variable**

**a) Introduction**

Il n'est pas possible de créer un micromoteur à réluctance variable ayant un bon rendement [JUF94]. En effet, si les pertes relatives dans le fer demeurent constantes — voire diminuent — avec la miniaturisation, les pertes Joule relatives augmentent considérablement, car elles sont proportionnelles au carré des dimensions [MIN98a]. La réduction des dimensions a donc pour effet de réduire plus rapidement la puissance disponible que les pertes : le rendement du moteur est, là encore, proportionnel à la réduction des dimensions. La limite en puissance

d'un micromoteur à réluctance variable ne dépend forcément pas de l'induction maximale, mais de la capacité de dissipation thermique du moteur.

Cette discussion s'applique particulièrement à l'échelle micrométrique, là où le rendement du moteur est quasiment anéanti. Pourtant, un certain nombre de micromoteurs basés sur le principe de réluctance variable ont été reportés depuis le début des années 1990.

**b) Micromoteurs planaires (Guckel et al.)**

Les travaux réalisés par Guckel *et al.* comptent parmi les plus représentatifs des micromoteurs à réluctance variable.

L'un des premiers moteurs [GUC91] est montré dans la Fig. 1.3.2.1 a.



a) Vue du rotor



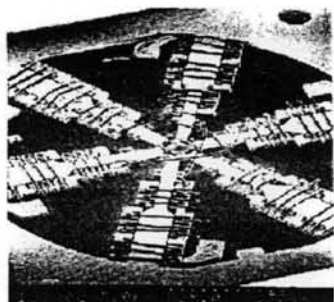
b) Micromoteur et des charges mécaniques

Fig. 1.3.2.1 Micromoteur planaire à réluctance variable [GUC91]

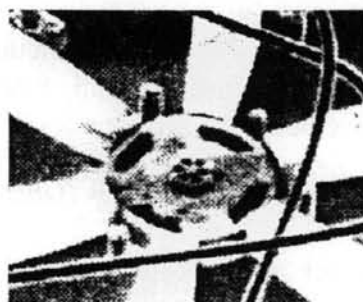
Ce moteur a été créé par des techniques de lithographie X profonde et d'électrodéposition. Le nickel a été choisi comme matériau par sa grande vitesse de croissance ( $60 \mu\text{m/h}$ ), ce qui permet d'obtenir une épaisseur de motifs relativement importante ( $100 \mu\text{m}$ ). Le diamètre du rotor valant environ  $300 \mu\text{m}$ , le jeu mécanique entre le rotor et le palier est de  $0,5 \mu\text{m}$ .

Le moteur n'a pas d'alimentation propre : un électroaimant extérieur est chargé de son excitation magnétique. Même si — et c'est l'une des principales limites des matériaux ferromagnétiques miniatures — la perméabilité relative du nickel utilisé vaut entre 200 et 300 [GUC93], une induction d'à peine  $0,6 \text{ mT}$  ( $6 \text{ G}$ ) est suffisante pour vaincre les frottements. Pour une induction à saturation de  $0,6 \text{ T}$ , cela équivaut à dire que seulement  $0,1 \%$  du couple disponible est dépensé en frottements (cf. *infra*, chapitre 2, § 2.2.3 et § 2.3.1). Le moteur atteint une vitesse de  $8000 \text{ tr/min}$ . Ce moteur est particulièrement adapté pour porter des charges mécaniques (Fig. 1.3.2.1 b).

Basé sur ce premier prototype, un moteur complet est reporté dans [GUC93] (Fig. 1.3.2.2).



a) Ensemble du moteur



b) Gros plan du rotor ( $\varnothing$  423  $\mu\text{m}$ )

Fig. 1.3.2.2 Micromoteur intégral à réluctance variable [GUC93]

Ce moteur a, lui aussi, été fabriqué par lithographie X profonde et par électrodéposition. C'est un moteur triphasé, ayant six pôles au stator et quatre au rotor. Le stator atteint une hauteur de 300  $\mu\text{m}$  : cette épaisseur est bien au-delà des valeurs obtenues dans la fabrication des micromoteurs électriques (au plus, une dizaine de microns). Puisque les déformations des parois verticales du substrat ne dépassent pas 0,1  $\mu\text{m}$  pour une hauteur de 100  $\mu\text{m}$ , le jeu mécanique entre le rotor et le palier peut être diminué à 0,25  $\mu\text{m}$ . Les deux rotors construits ont 285 et 423  $\mu\text{m}$  de diamètre. Le rotor est plus mince que le stator, afin de créer une lévitation de 45  $\mu\text{m}$  par réluctance variable (cf. *infra*, chapitre 2, § 2.3.4). L'entrefer rotor - stator, de 3  $\mu\text{m}$ , ne représente pas une augmentation considérable pour la réluctance globale du moteur.

Les bobines sont des solénoïdes dans le plan et sont composées d'un empilement de trois couches. D'abord, une couche métallique est déposée sur le substrat, isolée du circuit magnétique. Ensuite, les sections normales à la surface ont été créées par électrodéposition de nickel. Finalement, un fil d'aluminium,  $\varnothing$  32  $\mu\text{m}$ , referme les spires des solénoïdes autour du noyau doux, qui avait été électrodéposé lors de l'étape précédente. La résistance des bobines est de 3 à 4  $\Omega$  et leur inductance de 300 nH. Le courant est de 0,6 A, pour une densité maximale de 750 A/mm<sup>2</sup>. Le courant minimal pour démarrer le rotor est de 150 mA.

Le nickel a été choisi comme matériau magnétique, il a une perméabilité relative initiale de 200 à 300 et une induction à saturation de 0,6 T. Le nickel présente toutefois quelques problèmes dus à un couplage magnétomécanique relativement fort : la sensibilité magnétique aux contraintes mécaniques est assez élevée et le phénomène de magnétostriction est prononcé.

Nous constatons une amélioration récurrente des matériaux magnétiques utilisés : du nickel pur, ayant une perméabilité relative de 300 (initialement estimée à 100, dans [GUC91]) et une induction à saturation de 0,6 T [GUC91, GUC93], au permalloy 78 % Ni - 22 % Fe ayant une perméabilité relative de 3000, une induction à saturation de 1,0 T et une coercitivité de 0,3 Oe [GUC94b, GUC96].

Dans l'air, le rotor  $\varnothing$  423  $\mu\text{m}$  atteint 12 000 tr/min et le rotor  $\varnothing$  285  $\mu\text{m}$  dépasse légèrement les 30 000 tr/min. Des essais sous vide modéré n'ont pas donné une augmentation importante de vitesse, les pertes dues au palier étant prédominantes. Un troisième rotor,  $\varnothing$  140

$\mu\text{m}$ , est reporté dans [GUC94a]. Il atteint une vitesse maximale de 150 000 tr/min, en développant 1 nNm.

c) *Micromoteurs planaires (Ahn et al.)*

Un prototype opérationnel de micromoteur à réluctance variable est reporté dans [AHN93] (Fig. 1.3.2.3). Le rotor,  $\varnothing 500 \mu\text{m}$  x h  $40 \mu\text{m}$ , est micro-usiné en Fe-Ni. Le stator,  $\varnothing 1400 \mu\text{m}$  x h  $120 \mu\text{m}$ , est l'un des premiers systèmes magnétiques intégrés : la culasse et les conducteurs composent des bobines à méandres, s'entrelaçant pour la création du flux magnétique.

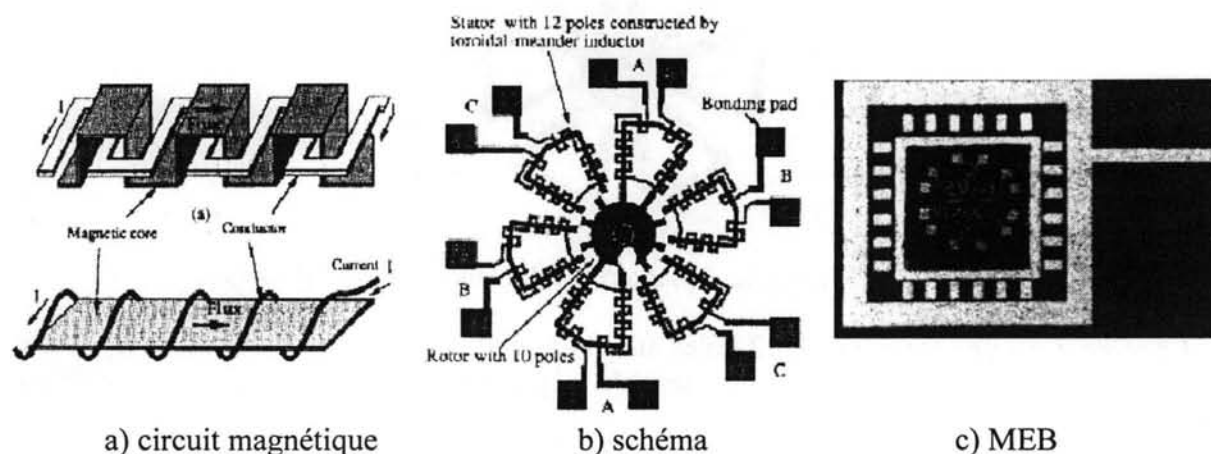


Fig. 1.3.2.3 Micromoteur planaire intégré à réluctance variable [AHN93]

Cette configuration, discutée aussi dans [AHN94], permet la fabrication complète d'un micromoteur magnétique par des microtechniques. Les bobines créées par Guckel *et al.* ne font que constater l'importance de cette démarche. Le matériau magnétique utilisé présente toutefois de piètres propriétés : une perméabilité relative de 500 et une induction à saturation de 0,5 T. Ces caractéristiques, associées à une section magnétique très réduite, mènent à un circuit magnétique dont les pertes dans le matériau sont du même ordre de grandeur des pertes à l'entrefer. Par ailleurs, L'entrefer rotor - stator, légèrement plus grand que l'entrefer axe - rotor, mesure entre 5 et  $10 \mu\text{m}$ .

Le moteur, sans noyau magnétique au stator, comporte 12 pôles au stator et 10 au rotor. Chaque pôle du stator comporte un inducteur de 7 tours. Les conducteurs, de section  $60 \times 8 \mu\text{m}^2$ , ont une résistance de  $1,5 \Omega$ , leur inductance variant entre 232 (rotor aligné) et 225 nH (rotor désaligné). Nous remarquons que ces bobines ont une meilleure impédance que celles reportées par [GUC93] (3 à  $4 \Omega$ , et 300 nH) ; en revanche, le rapport d'inductance ne vaut pourtant que 1,031. Pour un courant maximal de 4 A, la densité de courant atteint  $8300 \text{ A/mm}^2$ .

Le moteur atteint la vitesse de 500 tr/min. Le couple théorique est estimé à 3,3 nNm. Ce moteur représente le premier dispositif magnétique entièrement réalisé par microtechnologies planaires. Si ses performances étaient encore limitées, il a marqué une nouvelle étape dans le développement de microactionneurs magnétiques.



#### d) *Millimoteurs planaires*

Outre les travaux de Guckel *et al.* et d'Ahn *et al.*, il existe peu de recherche concernant le micromoteur à réluctance variable. Nous citons un millimoteur,  $\varnothing$  17 mm, développé chez IBM [OSU98]. Le rotor,  $\varnothing$  6 mm, est entouré de six culasses en permalloy (80 % Ni - 20 % Fe), fabriquées par électrodéposition. Des bobines en cuivre, fabriquées aussi par électrodéposition, entourent les culasses (Fig. 1.3.2.4). Plusieurs couches résistives ont été déposées par lithographie X.

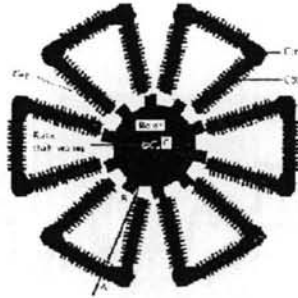


Fig. 1.3.3.4 Millimoteur planaire à réluctance variable [OSU98]

Le moteur est une structure de 12 pôles au stator et 10 au rotor : nous rappelons que cette structure est présente particulièrement lorsqu'il n'y a pas de noyau magnétique au stator [AHN93].

Les résultats des performances, obtenus par calcul analytique et par modélisation 3D, présentent de grandes divergences ; les résultats expérimentaux étant, eux aussi, éloignés des valeurs prédites. Le couple mesuré atteint 230 nNm à 100 mA. Ce résultat, assez modeste, est attribué au processus de lithographie utilisé ; les motifs photorésistifs employés génèrent des creux entre le stator et le rotor, ainsi qu'entre celui-ci et l'axe. Une légère excentricité du rotor accentue la perte de rendement.

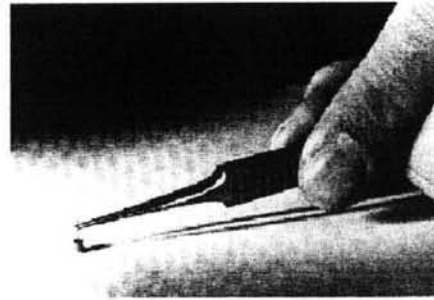
Un deuxième moteur a été construit seulement par lithographie X. Les modifications réalisées, ainsi que le processus intégral de lithographie, devraient améliorer les performances du moteur. Aucun résultat expérimental n'en a été donné.

#### e) *Millimoteurs tridimensionnels*

Nous citons particulièrement le moteur reporté dans [LEH94] (Fig.1.3.2.5). Le moteur est de taille millimétrique ( $\varnothing$  2 mm). Sa fabrication, hybride, exploite aussi bien la technique LIGA pour les pièces de précision (les bobines et le rotor) que la mécanique conventionnelle (l'axe et le palier). L'imprécision liée à l'assemblage, notamment au niveau de l'entrefer (20  $\mu$ m) limite toutefois le couple à environ 100 nNm.



a) Schéma



b) Photographie

Fig. 1.3.2.5 Millimoteur tridimensionnel à réluctance variable [LEH94]

*f) Une remarque sur la miniaturisation du moteur à réluctance variable*

Nous avons commencé ce paragraphe en mettant en relief le comportement manifestement défavorable du moteur à réluctance variable lors d'une réduction d'échelle. Or, nous avons fait constat de la fabrication de plusieurs prototypes, reportés dans la littérature, qui ont montré que ce moteur demeure compétitif dans les petites échelles. Ce ne seront sans doute pas les lois de réduction d'échelle en elles-mêmes — pas plus que ne le sera, isolément, un quelconque paramètre du moteur, fût-ce le rendement — qui détermineront, à titre universel, l'utilité d'un micromoteur.

**1.3.3 Micromoteurs à aimants permanents**

*a) Introduction*

Ces moteurs s'avèrent les plus favorisés — les moins défavorisés — des moteurs magnétiques lors d'une réduction d'échelle [TRI89, JUF94, MIN98a]. Les aimants permanents miniatures ont fait l'objet de très nombreuses études. Encore limités dans leurs géométries et dans leurs performances, les microaimants sont un atout de base des microsystèmes magnétiques. Ils seront discutés au chapitre 2, § 2.5.

Le moteur à aimants permanents, et notamment le moteur pas à pas horloger, est actuellement le seul micromoteur opérationnel faisant l'objet d'une exploitation commerciale à grande échelle. En effet, à nos jours, la quasi-totalité des moteurs de montre sont des moteurs pas à pas de type LAVET (Fig 1.3.3.1) ; ils fournissent quelques centaines de nNm en consommant un courant de l'ordre de 1  $\mu$ A, pour une tension d'alimentation d'environ 1,5 V. Il s'agit ici d'un marché de plus de 600 millions de micromoteurs par an, avec un prix de revient d'entre 2 et 3 FF [MIN98a]. Grâce à de nombreuses améliorations, ce moteur semble être parvenu à un niveau optimal de conception et de fabrication.

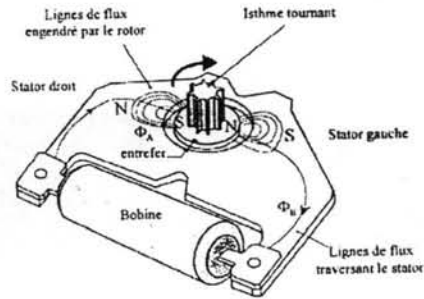


Fig. 1.3.3.1 Moteur type LAVET [MIN98a]

**b) Les techniques de précision**

i) *CETE HOR*. Un micromoteur pas à pas multipolaire, par le moins exceptionnel, a été reporté par [SAU94]. Ce moteur, de taille  $\varnothing 2 \text{ mm} \times 17,5 \text{ mm}$ , comporte 15 paires de pôles. Soixante pièces d'aimants massifs, réparties entre les deux couronnes du rotor, se situent entre deux stators dentés, homopolaires. Deux bobines fournissent une alimentation diphasée (Fig. 1.3.3.2).

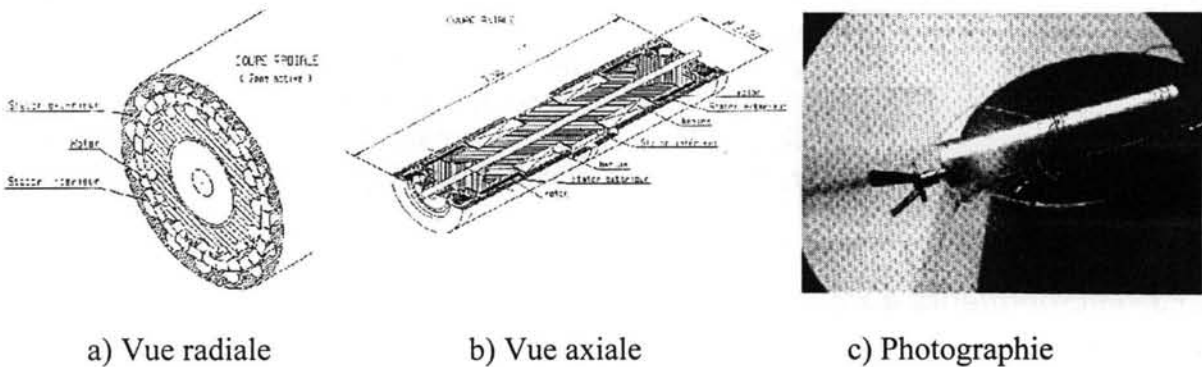
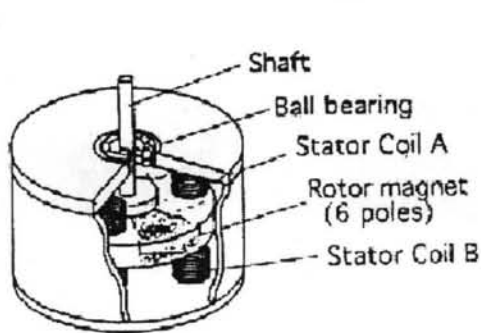


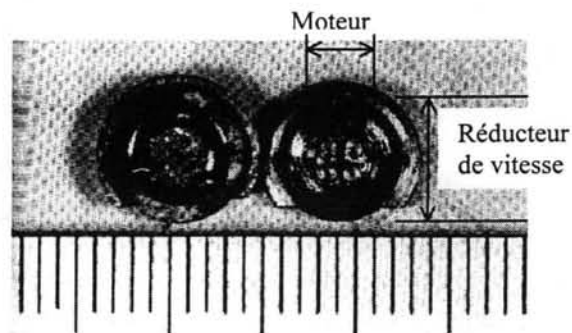
Fig. 1.3.3.2 Micromoteur multipolaire [SAU94]

Ce moteur comporte 92 pièces, dont 60 aimants micro-usinés. Il peut tourner à une vitesse d'entre 5 et 6000 tr/min, en développant un couple d'entre 20 et 50  $\mu\text{Nm}$ . Ces performances, remarquables, n'ont été acquises qu'aux dépens d'un coût de fabrication conséquent. Cet actionneur reste donc réservé à des applications — telles que la chirurgie ou l'aérospatiale — où la miniaturisation et la performance sont indissociables.

ii) *YASKAWA*. Deuxième exemple de micromoteur pas à pas multipolaire (quatre pôles au stator, six au rotor), ce moteur ne mesure que 3 mm de diamètre [MAT96, MIN98a] (Fig. 1.3.3.3). Il atteint 3000 tr/min en développant 20  $\mu\text{Nm}$ . Un réducteur de vitesse de type planétaire — usiné par électroérosion au fil — est intégré au moteur.



a) Schéma



b) Photographie

Fig. 1.3.3.3 Micromoteur multipolaire [MAT96]

iii) *TOSHIBA*. Le plus petit micromoteur à aimants permanents construit à ce jour est reporté dans [ITO93, MIN98a]. Il mesure  $\varnothing$  0,8 mm x l 1,2 mm (Fig. 1.3.3.4). Le rotor compte un aimant permanent bipolaire (SmCo), le stator comporte trois bobines (20 tours). Même si le couple n'est pas précisé (sans doute quelques  $\mu\text{Nm}$ ), le moteur tourne à une vitesse d'entre 60 et 10 000 tr/min. Ce moteur présente encore quelques problèmes, associés aux procédés de fabrication des bobines et des petites pièces, ainsi qu'aux pertes du palier mécanique [CET93].



Fig. 1.3.3.4 Micromoteur bipolaire [ITO93]

### c) Les techniques hybrides

A différence des moteurs ci-dessus cités, ces moteurs bénéficient directement des microtechnologies. Il sont donc potentiellement très compétitifs.

i) Le moteur présenté par Kämper *et al.* ([KÄM96], Fig. 1.3.3.5) apparaît comme une suite logique à leurs travaux précédents ([LEH94], cf. *supra*, § 1.3.2). Là encore, c'est un millimoteur,  $\varnothing$  1,9 mm x l 4 mm, construit par fabrication hybride, où les bobines ont été réalisées par LIGA. L'interaction entre le courant (100 mA) et l'aimant rotorique génère un couple de 5  $\mu\text{Nm}$ . Une vitesse nominale de 10 000 tr/min peut être maintenue durant plusieurs mois, la vitesse maximale étant de 200 000 tr/min.

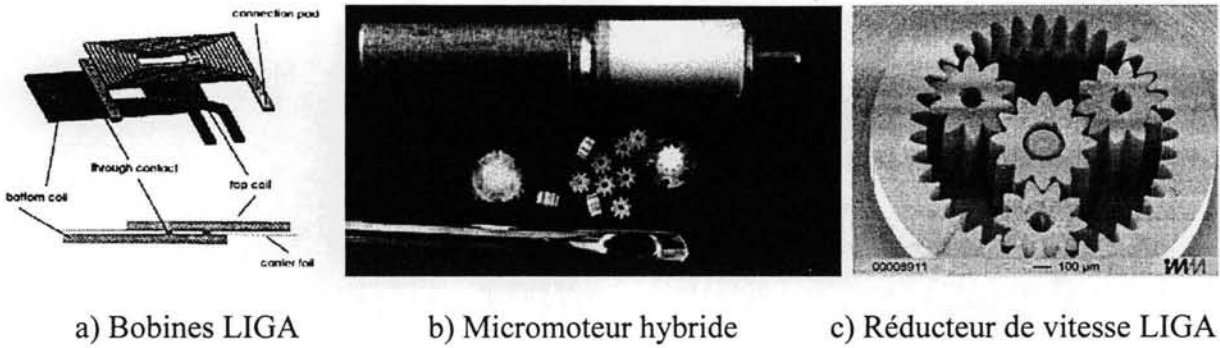


Fig. 1.3.3.5 Micromoteur à fabrication hybride [KÄM96]

ii) Les moteurs reportés dans [WAG93] sont d'une simplicité étonnante (Fig. 1.3.3.6 et 1.3.3.7). Des aimants permanents (NdFeB ou SmCo), usinés en taille sub-millimétrique, sont placés sur un substrat de silicium. Le mouvement, linéaire ou rotatif, est provoqué par l'interaction entre l'aimant et des bobines planaires [ENG92].

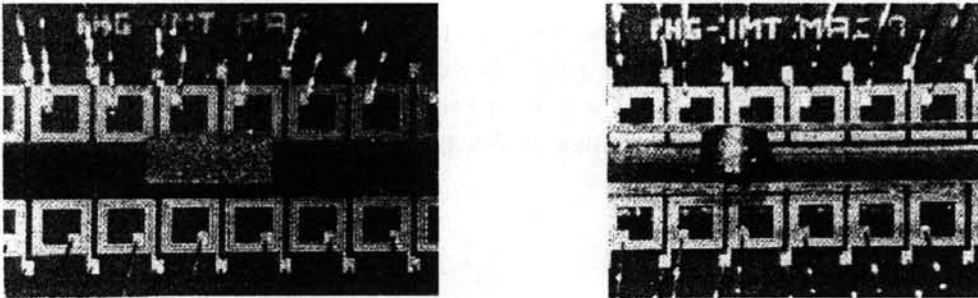
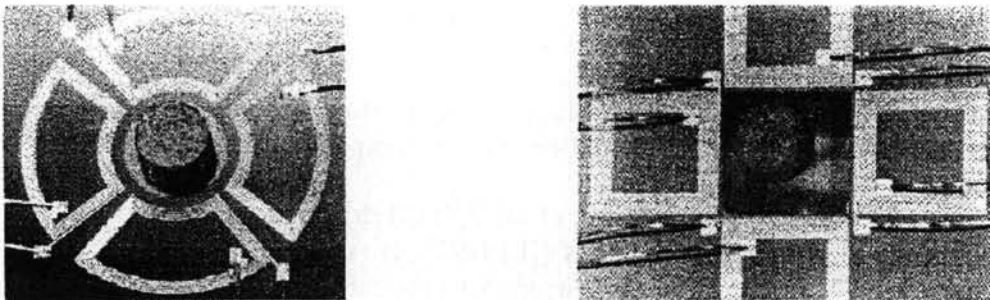


Fig. 1.3.3.6 Micromoteurs linéaires à aimants permanents [WAG93]

Grâce à une force de  $132 \mu\text{N}$ , le moteur linéaire atteint  $0,24 \text{ m/s}$ . Les bobines sont alimentées par un courant de  $650 \text{ mA}$ . Le coefficient de frottement est estimé à  $0,44$ , valeur très élevée par rapport à d'autres micromoteurs (cf. *infra*, chapitre 2, § 2.3.2). Le moteur rotatif, alimenté par  $500 \text{ mA}$ , peut tourner à  $2000 \text{ tr/min}$ , le couple étant de  $116 \text{ nNm}$ . Une deuxième variante, présentant deux degrés de liberté, a aussi été reportée (Fig. 1.3.3.7).



a) Micromoteur rotatif

Micromoteur à deux degrés de liberté

Fig. 1.3.3.7 Micromoteurs à aimants permanents [WAG93]

### 1.3.4 Micromoteurs à induction magnétique (asynchrones)

Il existe, dans la littérature, une surprenante inattention concernant le micromoteur à induction magnétique. Là où il n'a pas été omis [TRI89a, BEN94, HAN94a, MIN98a], il a été fortement critiqué [JUF94, ADE95, FLU96]. Peu nombreux sont les scientifiques qui ont su anticiper l'arrivée des dispositifs miniatures à induction magnétique [GUC96].

Ce micromoteur présente effectivement certains inconvénients, particulièrement associés à son rendement [JUF94, ADE95] et à sa fabrication [FLU96]. En effet, de même que dans le cas du micromoteur à réluctance variable, le rendement du moteur asynchrone diminue proportionnellement avec les dimensions : un moteur dont la taille est diminuée en dix fois sera dix fois moins efficace. En sus, le rétrécissement du rendement reste indépendant de la valeur du courant d'alimentation [JUF94].

De ce fait, et en dépit de l'intérêt — d'ailleurs bien modeste — porté au micromoteur à induction électrique (cf. *supra*, § 1.2.5), le micromoteur à induction magnétique a à peine été étudié. Nous ne connaissons, à ce jour, que les travaux réalisés à l'University of Sheffield [YAT96, WIL96, WIL97]. Nous les exposons sommairement.

Un premier travail [WIL96] se basa sur la lévitation par induction électromagnétique d'un disque micro-usiné (cf. *infra*, chapitre 2, § 2.1.5) ; dans une deuxième étape [YAT96, WIL97], le rotor tourna en lévitation totale.

Une couche d'isolant (50 nm d'épaisseur) sépare la couche de matériau ferromagnétique (2,2  $\mu\text{m}$  d'épaisseur, 1,3 T d'induction maximale et environ 100 de perméabilité relative à 10 MHz), des bobines de stator. Les bobines, en or, ont une section de 1,3  $\mu\text{m}$  x 50  $\mu\text{m}$  : une densité maximale de 12,3  $\text{kA}_p/\text{mm}^2$  (800  $\text{mA}_p$ ) est ainsi atteinte. Le rotor ( $\varnothing$  500  $\mu\text{m}$  x h 12  $\mu\text{m}$ ) est fabriqué par évaporation d'aluminium (Fig. 1.3.4.1).

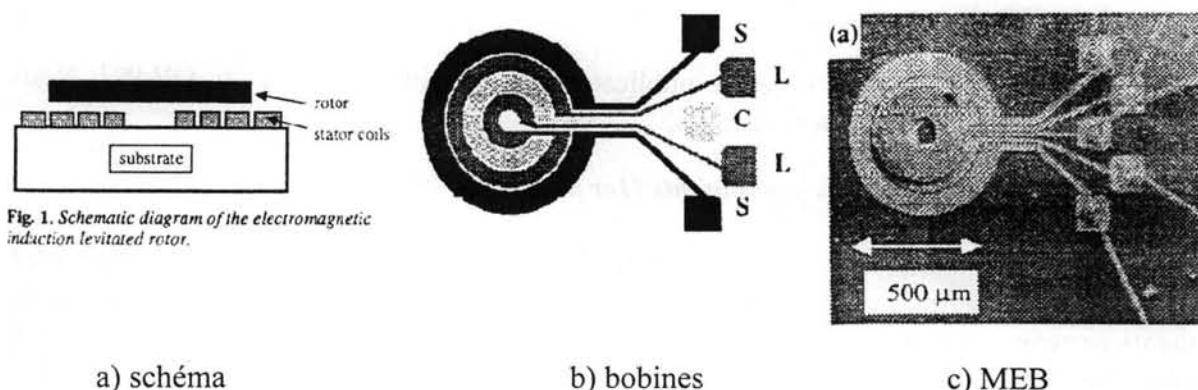


Fig. 1.3.4.1 Micromoteur à induction magnétique [WIL97]

Alimenté par un courant de 1 A crête à 1 MHz, le moteur développe un couple théorique de 3 pNm : ainsi, pour une lévitation de 20  $\mu\text{m}$ , une vitesse maximale de 2500 tr/min est attendue. Toutefois, la vitesse maximale atteinte est de 1050 tr/min, à une fréquence d'alimentation de 1,4 MHz.

Il convient de remarquer que, similaire aux micromoteurs à induction électrique, ce micromoteur opère à une haute valeur de glissement : le rapport de fréquences vaut  $1,25 \cdot 10^{-5}$ . Le moteur consommant une puissance de 40 mW, nous estimons son rendement inférieur à 0,01 ppm.

Malgré les modestes performances du micromoteur à induction magnétique, il demeure une option compétitive vis-à-vis d'autres actionneurs, particulièrement les actionneurs électriques (cf. *supra*, § 1.2) et magnétiques à réluctance variable (cf. *supra*, § 1.3.2). L'absence d'usure que sa lévitation lui accorde, ainsi que sa simplicité de fabrication, font de lui un dispositif qui réapparaîtra dans l'avenir. Nous lui consacrerons le chapitre 3 de cette thèse.

### 1.3.5 Les micromoteurs au LEG

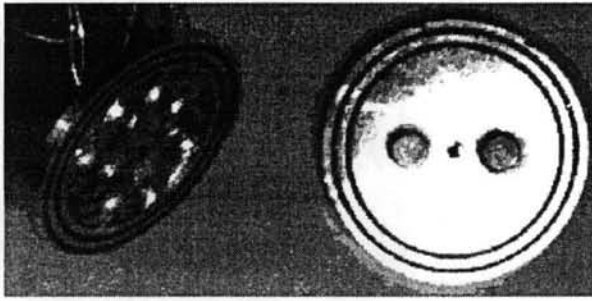
Le Groupe Microsystèmes du LEG s'est investi, depuis 1994, dans une dynamique de validation de micromoteurs électromagnétiques. Le premier objectif du groupe demeure la création de prototypes opérationnels présentant des caractéristiques innovatrices, telles que la suspension, la motorisation, le capteur de position... Plusieurs prototypes ont ainsi été construits. Bien que l'approche de fabrication de ces premiers prototypes demeure celle des technologies planaires, ils n'ont pas bénéficié des procédés de microfabrication. Cette limitation technologique n'a été possible qu'aux dépens de leur performance et de leur miniaturisation. Afin de surmonter cette limitation, le développement d'une nouvelle génération de micromoteurs de haute qualité s'est récemment amorcé [GIL99].

Les moteurs ici présentés, discoïdaux, ont une taille typique d'entre 10 et 20 mm de diamètre et quelques 2 mm de hauteur ; cette taille s'est avérée la limite pratique d'une fabrication manuelle. Ils sont donc à mi-chemin entre les dispositifs macroscopiques et les micromoteurs. Pourtant, l'approche de réalisation de ces moteurs s'apparente à celle des micromoteurs : des technologies planaires, des réalisations en parallèle. Ils partagent aussi les problèmes physiques et technologiques propres d'une réduction d'échelle : prédominance des frottements sur la puissance générée, besoin d'une structure intégrée (coexistence entre la suspension, la motorisation, le capteur de position, ...). Les moteurs ont une caractéristique commune : ils sont montés sur des paliers magnétiques. Ces suspensions seront analysées dans le chapitre 2 de cette thèse.

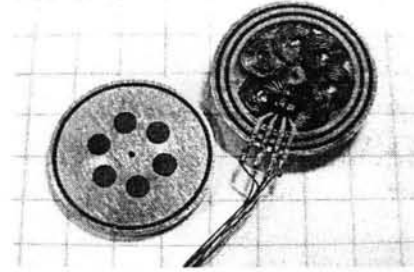
Ces moteurs ont déjà fait l'objet de publications internationales [CUG96, GIL97]. Nous exposons leurs principales caractéristiques.

#### *a) Micromoteur à aimants permanents (1er prototype, 1996)*

Ce moteur, le premier, est présenté dans la Fig. 1.3.5.1. Les six bobines comptent sept tours de fil  $\varnothing 200 \mu\text{m}$  ; elles ont été enroulées à la main. Le rotor avait, au début, deux aimants permanents NdFeB,  $\varnothing 2,5 \text{ mm} \times h 1 \text{ mm}$ , de magnétisation 1,1 T (Fig. 1.3.5.1 a). Le moteur fut construit sans aucune étude d'optimisation. Quoique l'entrefer mesurât près de 2 mm, le moteur, alimenté par un courant de 1 A<sub>p</sub>, atteint 24 000 tr/min. Bientôt, un deuxième rotor (Fig. 1.3.5.1 b), comportant six aimants identiques, incrustés, permit d'atteindre 40 000 tr/min. Le couple développé par ce moteur vaut près de 50  $\mu\text{Nm}$ . Un capteur de position à effet Hall est visible dans le stator de la Fig. 1.3.5.1 b.



a) Rotor à deux pôles



b) Rotor à six pôles

Fig. 1.3.5.1 Micromoteur planaire à aimants permanents (Ø 18 mm)

Les remarquables performances de ce moteur n'ont été possibles qu'aux dépens de sa fabrication : un bobinage de 42 tours au total et des aimants massifs de haute qualité. La suspension, elle aussi, y est pour beaucoup. Ce moteur, bien que de fabrication manuelle, représenta une première réussite de notre équipe dans le développement de moteurs miniatures.

**b) Micromoteur à aimants permanents (2ème prototype, 1997)**

Ce moteur fut le résultat du D.E.A. P.-A. Gilles (Fig. 1.3.5.2, [GIL97]). L'objectif principal était de créer un moteur miniature par technologies planaires collectives (des circuits imprimés et des aimants liés). Le moteur fit aussi l'objet d'une étude de modélisation. Finalement, sa suspension, décrite au chapitre 2 (cf. *infra*, § 2.9.3), lui permet d'opérer en toute position. Malgré les piètres propriétés magnétiques de l'aimant NdFeB utilisé (cf. *infra*, chapitre 2, § 2.5.4), ce moteur peut développer un couple de 50  $\mu\text{Nm}$ , pour un courant maximal de 5 A. Un capteur optique de position se trouve sur la face opposée du rotor. Ce moteur pas à pas ne peut démarrer tout seul. Alimenté par 1,5 A, il atteint 8 000 tr/min.

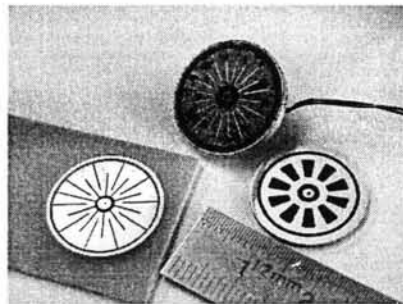
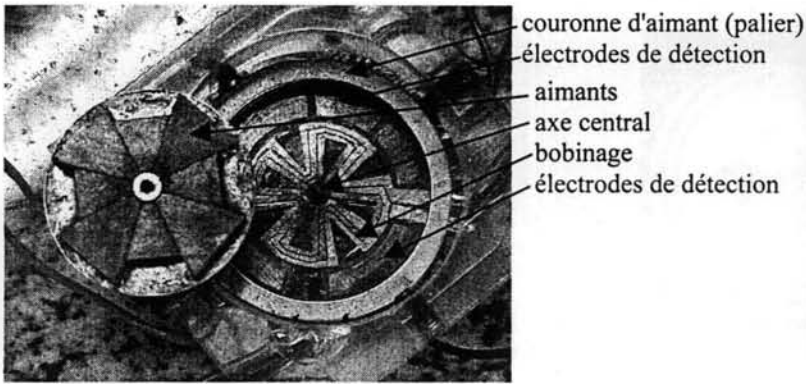


Fig. 1.3.5.2 Micromoteur planaire amélioré (Ø 18 mm)

**c) Micromoteur à aimants permanents (3ème prototype, 1998)**

Le besoin d'un capteur de position (Fig. 1.3.5.3 a) fut à l'origine de ce troisième moteur à aimants permanents (Fig. 1.3.5.3 b), développé lors du D.E.A. de P.-A. Guénégo. Il s'agit d'un capteur à effet capacitif intégré.





a) Prototype

b) Enroulements diphasés et capteur capacitif intégré

Fig. 1.3.5.3 Minimoteur planaire intégré (rotor Ø 3 cm)

Un signal de fréquence 1 MHz est injecté par l'enroulement statorique, reçu et transmis par les capacités formées par les dents au rotor ; finalement, il est récupéré par les différentes électrodes du stator. La valeur des capacités créées par les dents varient suivant la position du rotor. Une façon de n'avoir pas à ajuster la capacitance de référence, en principe externe au moteur, consiste en y intégrer les deux capacitances (celle dépendante de la position et celle de référence). Le signal de 1 MHz étant injecté au rotor par l'aiguille du palier (Fig. 1.3.5.3 b), l'asymétrie des aimants au rotor crée la variation capacitive.

La suspension, très originale, est discutée dans les chapitres 2 et 3 (cf. *infra*, § 2.9.4 et § 3.8.5). Le moteur atteint 8 000 tr/min, en développant un couple de 0,8 mNm à 5 A.

**d) Micromoteur pneumatique (1996)**

Tout autrement, un moteur pneumatique, Ø 8 mm, a été réalisé (Fig. 1.3.5.4). Seule sa suspension le rapproche des autres moteurs. Un jet d'air, d'une pression allant jusqu'à 7 bar (limite de l'alimentation), est injecté au stator, la suspension magnétique (cf. *infra*, chapitre 2, § 2.9.5) assure une lévitation stable, dont l'entrefer est estimé à 30 µm. La vitesse maximale est de 20 000 tr/ min, grâce à un couple que nous estimons à 1 µNm. Ce moteur, qui peut fonctionner en toute position, apparaît particulièrement adapté au cahier des charges d'un gyroscope.

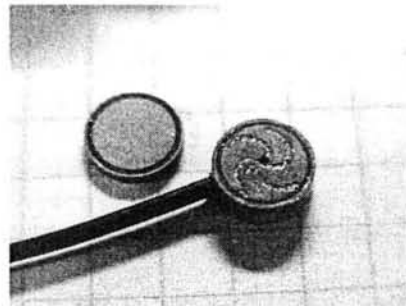


Fig. 1.3.5.4 Micromoteur pneumatique (Ø 8 mm)

### 1.3.6 Conclusion

Nous avons exposé des prototypes caractéristiques de micromoteurs magnétiques. Nous avons vu que le micromoteur à induction et le micromoteur à réluctance variable, qui semblaient ne présenter guère d'intérêt, ont des performances tout à fait comparables à celles des micromoteurs électrostatiques. Le micromoteur à aimants permanents apparaît, lui, comme le plus efficace et le plus performant parmi les micromoteurs magnétiques. De grands efforts de miniaturisation ont été réalisés à son égard.

Nous avons aussi présenté les micromoteurs magnétiques qui ont été développés au LEG, leur objectif étant la validation de caractéristiques innovatrices dans la conception de micromoteurs. Nous en avons discuté les principales caractéristiques, nous les retrouverons dans le chapitre 2.

## 1.4 Micromoteurs à contact mécanique

### 1.4.1 Introduction

Par définition, un moteur à interaction de contact génère une conversion d'énergie mécanique directe entre une structure élastique active et un élément mobile en contact avec elle. C'est donc une configuration très différente de celle des moteurs à interaction de champ que nous avons étudiés aux § 1.2 et § 1.3.

Les interactions de contact entre le rotor et le stator induisent, en général, une réduction de vitesse considérable ; ces rapports peuvent être de l'ordre de  $10^5$  [MIN98b]. Evidemment, cette réduction de vitesse s'accompagne d'une augmentation conséquente du couple mécanique. Ainsi, le problème d'entraînement des machines — qui mène normalement à l'utilisation d'un réducteur de vitesse — est ici naturellement compensé. Outre ces remarquables caractéristiques mécaniques, les moteurs à interaction de contact permettent le positionnement nanométrique sans limitation de course : des déplacements linéaires d'entre 25 et 100 nm (en boucle ouverte) [FAN97], ainsi qu'un moteur rotatif ayant une résolution d'environ 60 000 pas par tour [MIN98b] ont été reportés.

Les frottements, loin de nuire à ces moteurs, sont essentiels pour la transmission de puissance (cf. *infra*, § 1.4.2). Bien entendu, ces moteurs présentent d'autres problèmes, tels que le glissement non-souhaité du rotor et l'usure qui en résulte.

A l'échelle macroscopique, ces moteurs sont relativement récents : ils datent du début des années 1980 [SAS83]. Même si ces moteurs n'ont conséquemment pas encore fait l'objet d'un grand nombre d'études, quelques moteurs à l'échelle centimétrique [SAS83] et sub-millimétrique [MOR95] ont déjà été réalisés.

Les moteurs à interaction de contact constituent, vis-à-vis des moteurs à interaction de champ, une classe à part de motorisation. Il est donc normal qu'ils aient été regroupés en tenant seul compte du principe de conversion d'énergie mécanique entre le rotor et le stator. Toutes les motorisations sont ainsi confondues : électriques [TRI89b, ROB96, MIN98b], magnétiques [NAK97], thermiques [KON94], piézoélectriques [KAW91, DUF92, FRR96], magnétostrictifs [AKU92, CHE94, BOT95], voire hybrides (piézoélectrique - magnétostrictif) [ARI94]. Nous en faisons un bref aperçu.

### 1.4.2 Micromoteurs harmoniques (Wobble)

En 1989, Trimmer et Jebens [TRI89b] présentèrent deux prototypes opérationnels miniatures du moteur harmonique. Bientôt, les premiers micromoteurs harmoniques apparurent [BAR92, PHI93, DHU93]. Pour ces moteurs, le diamètre du stator est légèrement plus grand que celui du rotor (Fig. 1.4.2.1).

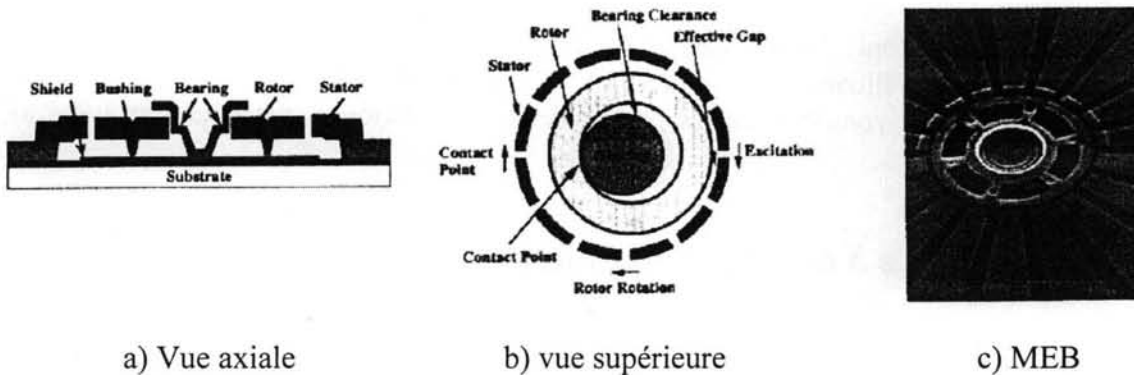


Fig. 1.4.2.1 Micromoteur harmonique (a et b [DHU93], c [MEH90a])

En revanche, Daniau *et al.*, ainsi que Mehregany *et al.* ont récemment reporté des micromoteurs harmoniques à rotor externe (outer-rotor wobble micromotors) [DAN95, DEN98]. Ces moteurs permettent notamment d'accoupler directement le rotor à une charge mécanique.

La différence entre les diamètres du rotor et du stator constitue l'essence du moteur harmonique. Des électrodes situées à l'intérieur du stator attirent le rotor, par le biais des forces électrostatiques qu'elles créent. Le diamètre intérieur du stator étant plus grand que le diamètre du rotor, celui-ci parcourt à chaque tour, s'il n'y a pas de glissement, une distance supérieure à sa propre circonférence. Cette différence de longueur se traduit par une rotation différentielle du rotor. Celui-ci subit donc deux mouvements : un déplacement successif vers les électrodes excitées, et la rotation harmonique qui en résulte. Le "rapport de vitesse" entre l'alimentation électrique et le mouvement mécanique vaut  $d_r/(d_r-d_s)$ , où  $d_r$  et  $d_s$  représentent, respectivement, le diamètre du rotor et le diamètre intérieur du stator. Il en résulte un actionneur à faible vitesse, ayant un couple moteur considérable.

Alors que d'autres moteurs subissent plusieurs problèmes corrélacionnels, tels que des frottements, des forces de claquage, le manque d'une bonne suspension ou encore le besoin d'un système de réduction de vitesse ; le moteur harmonique tire profit de ces caractéristiques. D'une part, ce moteur se base sur la force de claquage électrique, normalement supérieure à la force tangentielle utilisée dans plusieurs moteurs électrostatiques. D'autre part, les frottements, source de problème dans une grande partie des moteurs, évitent ici le glissement, en permettant ainsi de créer le mouvement harmonique. Finalement, grâce à des surfaces onduleuses, le moteur ne dissipe pas d'énergie en frottement sur la surface de roulement. Certains moteurs harmoniques présentent des crans [DEN98], qui opèrent comme de véritables réducteurs de vitesse épicycloïdaux.

L'instabilité radiale, inhérente à ce moteur, n'est évidemment pas gênante mais, bien au contraire, avantageuse. En revanche, les forces d'attraction vers le substrat posent les mêmes problèmes que nous avons évoqués pour les moteurs à capacitance variable.

[TRI89b] présenta ainsi un "millimoteur" de  $\varnothing$  32 mm x l 13 mm. L'entrefer final étant de 13  $\mu$ m, le facteur de réduction de vitesse — calculé à 250:1 — atteint, à cause du glissement, 315:1. Le couple moteur, calculé à partir de la variation de l'énergie électrostatique du système; est de 0,7 mNm.

Dans [DAN95], un micromoteur à six pôles,  $\varnothing$  300  $\mu$ m x h 15  $\mu$ m, est réalisé par lithographie profonde UV et par électrodéposition de nickel. Le couple théorique (pour h = 60  $\mu$ m) est de 25 nNm. Le couple de frottements a pu être mesuré, il vaut 0,2 nNm. Au-delà des performances qu'il pût développer, il fut l'un des premiers moteurs harmoniques réalisés — grâce à des techniques hybrides — en couches épaisses.

Quant aux micromoteurs reportés dans [DEN98], les résultats déjà obtenus sont significatifs. En effet, des moteurs usinés sur silicium ( $\varnothing$  150 à 250  $\mu$ m x h 3 à 5  $\mu$ m) ont atteint une vitesse de 125 tr/min, pour un rapport de vitesse d'entre 250 et 415. Ils développent un couple de 1 nNm, soit environ 100 fois plus que les moteurs électrostatiques réalisés par [FAN89, BAR92].

### **1.4.3 Micromoteurs piézoélectriques à ultrasons**

Sur certaines structures cristallines soumises à une contrainte mécanique, il se développe un moment électrique proportionnel à la contrainte appliquée. Lorsque, au contraire, un champ électrique est appliqué sur ces cristaux, leur forme se modifie légèrement. Ce sont, respectivement, les effets piézoélectriques direct et inverse.

Ces effets sont donc utilisés pour le développement de moteurs à contact mécanique. Les matériaux piézoélectriques créent des ondes de déformation, stationnaires ou progressives, qui transmettent — grâce au frottement — l'énergie mécanique du stator au rotor. Un moteur piézoélectrique compte trois parties [ROB96] : des éléments piézoélectriques qui transforment une charge électrique en une énergie mécanique de vibration ; un corps élastique, le stator, destiné à recevoir et amplifier la vibration ; un corps, n'ayant pas de propriétés électriques ou mécaniques particulières, constitue le rotor.

Des micromoteurs piézoélectriques, fabriqués par microtechnologie, ont été reportés [UDA91, FLY92]. Par exemple, [UDA91] présente un moteur dont le rotor est une lentille en verre,  $\varnothing$  1,5 mm, déposé sur une couche piézoélectrique (PZT) de 300 nm d'épaisseur ; il tourne à entre 100 et 300 tr/min, en développant 1,6 pNm/V<sup>2</sup> (40 pNm à 5 V) ; la fréquence d'alimentation étant d'entre 60 et 100 kHz.

### **1.4.4 Micromoteurs magnétostrictifs**

Similaire à l'effet piézoélectrique, la magnétostriction — ou magnétoélasticité directe — est le phénomène présent dans certaines substances, où les distances interatomiques peuvent varier avec son état magnétique [LAC98]. De même, l'état magnétique de ces substances est sensible à toute déformation mécanique : un cycle d'hystérésis, par exemple, se déforme sous l'effet d'une contrainte mécanique ; c'est là la magnétostriction inverse.

Parmi les matériaux magnétostrictifs, le Terfenol-D mérite une attention particulière. Non seulement par la recherche à finalité technique qui fut à son origine, mais encore par ses propriétés exceptionnelles. En effet, ce matériau atteint une déformation allant jusqu'à 2000 ppm, bien au-delà des meilleurs matériaux piézoélectriques.

Nous remarquons aussi le développement récent de couches minces magnétostrictives [TRE94, BET96a], ainsi que leur application aux microactionneurs [LHE94, BET96b, BET96c, HAL96] (ces références concernent notamment le contrat Brite Euram MAGNIFIT).

Les actionneurs magnétostrictifs mènent une course quasiment parallèle, sinon confondue, entre l'échelle macroscopique et microscopique. Ainsi, [FUK91] présente simultanément un actionneur "macroscopique" ( $\varnothing$  21 mm) et un "microactionneur" ( $\varnothing$  6 mm). Si les tailles des deux actionneurs sont très proches, les technologies de réalisation, en revanche, sont déjà différentes entre ces deux actionneurs. La différence entre un "actionneur" et un "microactionneur" ne réside donc pas forcément dans leurs dimensions, mais dans leurs approches de réalisation.

#### 1.4.5 Micromoteurs thermiques

La motorisation thermique se base sur la déformation des corps lors d'une variation de température. A cause des inerties thermiques, ces moteurs sont quasiment inexistant dans l'échelle macroscopique. La réduction d'échelle favorise largement ces moteurs : la surface des corps (dissipation thermique) varie en  $l^2$ , alors que leur volume (puissance thermique) varie en  $l^3$ . Leur utilisation demeure pourtant limitée dans les petites échelles car, d'une part, les matériaux à mémoire de forme peuvent offrir de meilleures performances [MIN98a]. D'autre part, ils induisent très souvent des oscillations de grande amplitude à des fréquences relativement basses — de l'ordre de quelques Hz [ATA93]. La Fig. 1.4.5.1 montre un convoyeur à actionneurs thermiques [ATA93].

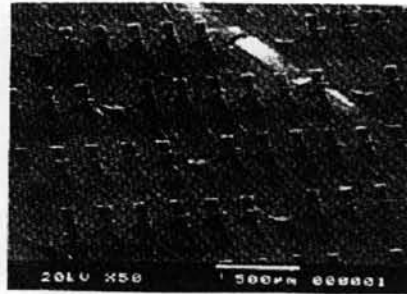


Fig. 1.4.5.1 Convoyeur thermique [ATA93]

#### 1.4.6 Micromoteurs à mémoire de forme

Les alliages à mémoire de forme (AMF) dépendent, eux aussi, d'une variation de température [MIN98a]. La modification de la température mène à une transformation de phase cristallographique réversible : en dessous de la température de transformation, le matériau est en phase martensitique et il est facilement déformable. Au-dessus de cette température, le matériau est en phase austénitique. Ces matériaux obéissent à un cycle de travail où, d'abord, le matériau est à basse température et il peut aisément être déformé ; ensuite, le matériau est chauffé et les forces importantes qu'il exerce pour tenter de revenir à sa forme intrinsèque (structure cristalline austénitique) sont exploitées pour produire un

travail mécanique extérieur ; finalement, le matériau est refroidi et revient dans la phase martensitique.

Par leur principe de fonctionnement, les actionneurs à mémoire de forme présentent, de même que les actionneurs thermiques, des limitations de vitesse due à leur constante de temps. Quoique ces actionneurs soient encore peu fiables, ils génèrent des forces très importantes pour de faibles déformations. Par exemple, des matériaux présentant des déformations de 2 à 3 %, avec des contraintes de l'ordre de 200 MPa, sont reportés dans [TAI89].

#### **1.4.7 Micromoteurs électrostatiques à ultrasons**

Un moteur électrostatique à ultrasons a été fabriqué par [ROB96]. Il s'agit d'un prototype ( $\varnothing_{\text{rotor}}$  2 mm) entièrement réalisé sur silicium. Il tourne à 110 tr/min en développant un couple de 40 nNm. Ce premier prototype peut encore être amélioré en fabrication (l'assemblage final a été fait à la main) et en optimisation (l'amortissement visqueux de la membrane, pour travailler à pression atmosphérique).

#### **1.4.8 Micromoteurs magnétiques**

Peu de littérature concerne le moteur magnétique à contact. Nakazawa *et al.* présentent un microconvoyeur électromagnétique de haute précision à deux degrés de liberté [NAK97]. Un réseau matriciel de bobines planaires crée des ondes de surface sur un élément magnétique (microconvoyeur), en déplaçant ainsi un objet miniature.

#### **1.4.9 La miniaturisation des moteurs à contact**

Ces moteurs, en dépit des remarquables performances qu'ils peuvent développer, présentent des limites lors de leur miniaturisation. Des limites technologiques, bien entendu, telles que les connexions électriques dans un micromoteur piézoélectrique, mais encore des limites physiques inhérentes [MIN98a].

D'abord, il existe une interdépendance des fréquences de résonance mécanique du stator vis-à-vis des ses propres dimensions, la limite pratique se situant à l'échelle du millimètre de diamètre. En deuxième terme, il est nécessaire d'appliquer d'intenses efforts normaux, afin de satisfaire le couple moteur maximal ; l'interface rotor - stator doit ainsi assurer, avec précision, la transmission d'une force proche du Newton dans un dispositif millimétrique [MIN98a].

#### **1.4.10 Conclusion**

Les moteurs à contact mécanique ont un avenir prometteur dans la motorisation des micromachines. Ils peuvent développer de grands efforts à basse vitesse ; non seulement tout réducteur de vitesse externe en est ainsi éliminé, mais encore le rapport de réduction de vitesse peut atteindre de très grandes valeurs. En sus, grâce à leur fonctionnement "à petits pas", ils peuvent assurer un positionnement nanométrique sans limite de course. Finalement, ils peuvent maintenir un couple non-nul à l'arrêt.

Même si leur miniaturisation semble rester à l'échelle millimétrique, ils seront sans doute appelés à remplir d'importantes fonctions de motorisation et de commande.

## 1.5 Les applications

### 1.5.1 Introduction

Il existe forcément un décalage entre une découverte, une invention, et son application à grande échelle. Aujourd'hui, en ce qui concerne les micromoteurs, aussi nombreuses sont les applications potentielles que rares les applications actuelles. L'industrie horlogère constitue une brillante exception à ce décalage (cf. *supra*, § 1.3.3), car les moteurs de montre représentent un chiffre d'affaires de quelques milliards de francs.

Bien au-delà de l'industrie horlogère, un effort considérable est fait, d'une part et d'autre, pour concilier le développement de micromoteurs et les domaines potentiels d'application. En effet, ces marchés industriels ne sont pas encore clairement identifiés.

### 1.5.2 Micromoteurs électrostatiques

Les micromoteurs électrostatiques (cf. *supra*, § 1.2), qui peuvent aisément dépasser la barrière du millimètre, mais qui ne développent actuellement que des forces bien discrètes, privilégient principalement les applications optiques (faisceaux lumineux, modulateurs et hacheurs optiques, micropositionneurs, ...). Dans le domaine de la médecine, des systèmes de cathéter miniaturisés permettront des analyses et des interventions médicales de précision (des microvalves, des micropompes), tout en assurant une invasion minimale [ABB96, KÄM96]. De même, ces moteurs pourront assurer le déplacement de cellules et de molécules [FUH94]. Les hautes tensions qu'ils requièrent peuvent toutefois limiter certaines applications médicales [KÄM96].

Le moteur harmonique (cf. *supra*, § 1.2.3) permet d'obtenir d'importantes forces à faible vitesse. Or, à notre connaissance, les dispositifs présentés par [DAN95, DEN98] sont les seuls moteurs harmoniques microscopiques capables de développer 1 nNm. Ces micromoteurs ne sont, globalement, pas encore en mesure de porter des charges mécaniques. Tout autrement, à l'échelle millimétrique, ces dispositifs développent des efforts importants.

### 1.5.3 Micromoteurs magnétiques

Nous avons vu (cf. *supra*, § 1.3) que les micromoteurs magnétiques sont principalement appelés à l'échelle millimétrique. Par exemple, ils semblent adaptés à la motorisation de microrobots. Même si le concept de "microrobot" est encore assez mal défini, ce seront des machines permettant de réaliser des tâches de précision dans des espaces réduits et d'accès difficile. En ce qui concerne l'aérospatiale, des microactionneurs présentant de hautes densités de puissance permettront de réduire davantage le poids et le volume des systèmes embarqués [PET96]. Bien entendu, ces micromoteurs se retrouveront en concurrence avec des moteurs à contact mécanique — tels que les moteurs piézoélectriques ou les magnétostrictifs.

### 1.5.4 Micromoteurs à contact mécanique

Comme nous l'avons indiqué aux § 1.4 et § 1.5.3, ces actionneurs offrent une puissance massique élevée et génèrent de grandes forces à basse vitesse. Le contact mécanique, source d'usure, limitera probablement la vie de certains de ces moteurs. Des microactionneurs

jetables, dont la durée de vie serait peut-être limitée à quelques minutes, pourront un jour être commercialisés [MIN98a].

Par ailleurs, les réseaux matriciels d'actionneurs élémentaires peuvent se traduire par des dispositifs de transport et de positionnement assurant une précision nanométrique.

### **1.5.5 Conclusion**

Des applications très différentes se dessinent pour les micromoteurs. En effet, leurs très diverses caractéristiques ouvrent un éventail de possibilités auxquelles on n'avait pas auparavant songé.

Il est évident que nous ne pouvons prédire toutes les applications qu'auront les micromoteurs dans l'avenir. Les progrès dans d'autres domaines, corrélationnels ou non, définiront sans doute de nouvelles lignes de recherche et de développement industriel.

## **1.6 Conclusion**

Dans ce premier chapitre, nous avons esquissé un aperçu de l'univers des micromoteurs. Nous avons constaté une étonnante diversité de dispositifs : leur taille, leurs matériaux, leur configuration, leurs performances.

Cette présentation ne s'est point voulue exhaustive. Nous avons, en revanche, essayé de montrer que chaque microactionneur est confronté à des limites, physiques et technologiques, et qu'il garde, dans les mêmes plans, des atouts d'importance.

Une bonne machine est celle qui répond correctement à son cahier des charges. Quelle que soit leur motorisation, quelle que soit leur taille, les micromoteurs seront bientôt appelés à répondre à un nombre aussi varié d'applications.





## Chapitre 2

### Les micropaliers magnétiques



# Chapitre 2 Les micropaliers magnétiques

## 2.1 Introduction

Ce chapitre propose une nouvelle issue aux problèmes de frottement et d'usure des micromécanismes reportés dans la littérature. Après avoir signalé les problèmes de frottement que les facteurs d'échelle posent, et montré quelques microsuspensions déjà proposées dans la littérature, nous étudierons cette nouvelle approche, basée sur l'application des aimants permanents microdimensionnés : les paliers magnétiques. Nous étudierons les différents types de microaimants permanents existants, ainsi que des méthodes de calcul d'un palier magnétique. Nous proposerons aussi une nouvelle méthodologie de calcul et d'optimisation des paliers magnétiques à aimants permanents. Nous terminerons en illustrant cette démarche par divers exemples d'applications.

## 2.2 Les frottements dans les microsystèmes

### 2.2.1 Introduction

Dans cette partie, nous discuterons l'importance des frottements dans les systèmes miniatures. Nous expliquerons d'abord l'évolution des forces de frottement par rapport au facteur d'échelle, pour ensuite présenter quelques principes — déjà étudiés et proposés dans la littérature — dont la finalité était de pallier l'influence négative des frottements. Ce sera au § 2.3 que nous présenterons quelques exemples illustrant l'application des principes ici exposés.

### 2.2.2 Le facteur d'échelle, l'usure et le couple moteur

#### a) Le facteur d'échelle et le couple moteur

La plupart des machines tournantes utilisent pour suspension des roulements à bille (paliers mécaniques conventionnels). Pour une machine dont la puissance nominale est de l'ordre de quelques centaines de kW, les pertes dues aux frottements ne dépassent guère de 2 ou 3 % de cette puissance [FIT90]. Pour ces machines-là, la puissance consommée par ses paliers à billes demeure négligeable par rapport à la puissance nominale.

Néanmoins, ce type de roulement a des performances limitées lorsqu'il s'agit de moteurs miniaturisés. Ces restrictions sont dues à la vitesse du rotor ainsi qu'à ses frottements. Cela peut être exprimé en vérifiant l'évolution des grandeurs mises en jeu [TRI89a]. Considérons, tout d'abord, un moteur électrique de longueur caractéristique  $l$ , de pertes mécaniques  $p_m$  et de puissance électrique  $P$ , où, évidemment,  $P \gg p_m$ . Lors d'une réduction d'échelle, la puissance du moteur peut varier entre  $l^2$  et  $l^3$  (cf. *supra*, § 1.3.1 ; voir aussi [TRI89a, JUF94]).

Dans une première approximation, sans tenir compte ni de la nature des efforts (électromagnétiques, mécaniques, ...) ni de la qualité de fabrication (tolérances, balourds, ...), les pertes par frottements varient en surface (en  $l^2$ ).

Ainsi, si la taille de notre moteur est diminuée d'un facteur dix, sa puissance motrice diminue d'un facteur allant de cent à dix mille, mais les pertes mécaniques ne diminuent que d'un rapport cent. Dans certains cas,  $P \approx P_m$ , et le rendement du moteur devient donc exigu, voire nul.

N'oublions pas non plus que le facteur d'échelle fait que, plus un objet est petit, plus il réagit rapidement. Les inerties, ainsi que les diverses constantes de temps — telles que les mécaniques et les thermiques, mais encore le délai nécessaire pour vaincre ...—, diminuent. En sus, l'usure des micromoteurs est principalement due au contact mécanique entre le rotor et le stator.

### **b) Les frottements**

Dans un micromoteur, le palier permet au rotor de se déplacer par rapport au stator. Conséquence directe du contact surfacique entre des composantes solides, plus particulièrement dans le palier qui soutient le rotor, les frottements et l'usure constituent deux problèmes essentiels de la micromécanique. Les frottements, souvent négligeables dans les gros systèmes mécaniques, deviennent, par les règles de réduction d'échelle, prédominants.

Les premiers micromoteurs, actionnés électriquement, ne pouvaient tourner sans une sustentation à l'aide d'un coussin d'air [FAN89]. Ces expériences mirent en relief le problème des frottements ; leur nature — ainsi que leur valeur — étaient, au début, des inconnues.

Il existe deux causes aux frottements secs dans les micromoteurs [KUM91]. D'une part, le poids du rotor génère des frottements sur le support (bushing) ; d'autre part, il est des frottements provoqués par l'instabilité du rotor, lequel exerce une certaine pression sur l'axe (hub). Ce dernier type de frottement est plus important que le premier [KUM91] (cf. *supra*, chapitre 1, § 1.2.2).

Le premier type de frottement étudié dans les microsystèmes fut le frottement statique sec [MEH90b, LIM90, TAI90]. Les premières études concernant les frottements dynamiques furent, elles, présentées par [TAI90, GAB90]. Ces études étaient, pourtant, relativement limitées. Par exemple, [GAB90] analysa des rotors propulsés par un jet d'air.

Lorsqu'un micromoteur est alimenté en boucle ouverte, les frottements limitent sa vitesse maximale de rotation et retardent le rotor par rapport au signal d'alimentation [TAI90] ; en consommant ainsi une partie considérable du couple mécanique de la machine, et en limitant la vie utile de cette dernière. Dans les cas extrêmes, ils peuvent tout simplement empêcher le système de fonctionner [WOL91].

### **2.2.3 Le contact dans les microsystèmes**

Les problèmes ci-dessus mentionnés peuvent être résolus partiellement grâce à l'utilisation des coussinets, lesquels minimisent la surface de contact et, donc, les frottements [WOL91].

Il existe encore deux méthodes différentes pour réduire davantage ces frottements [WOL91]. Premièrement, remarquons l'utilisation de certains matériaux durs tels que les nitrures, grâce auxquels il est possible d'obtenir non seulement une résistance à la détérioration, mais encore une sorte de lubrification sèche. La recherche de nouveaux matériaux ainsi qu'un perfectionnement des technologies de micro-usinage de surface continue [GAB90, TAI90]. Une étude sur les coefficients de frottements [TAI90] pour une

surface de polysilicium (polysilicon) adjacente à une surface de nitrure de silicium (silicon nitride) montra que ces coefficients se trouvent entre 0,21 et 0,38. Ces résultats sont assez proches de ceux estimés par [BAR92], qui reporta des valeurs comprises entre 0,26 et 0,40 (cf. *infra*, § 2.3.1). [GAB 90] reporta, lui, des coefficients de frottement allant de 0,25 à 0,35. Finalement, des aimants massifs sur un substrat de silicium [WAG93] atteignent un coefficient de frottement de 0,44.

Environ un tiers de la force de poussée est donc dépensée en frottements. La valeur de ces frottements, ainsi que les études qu'ils ont suscitées, montrent clairement leur importance dans les petites échelles.

En général, les micromoteurs qui utilisent des paliers solides s'arrêtent brusquement et définitivement après une certaine période de travail, laquelle peut ne pas dépasser quelques minutes [TAI90, GAB90]. Cette détérioration du moteur peut être attribuée à l'attraction de poussières — causée par le fonctionnement électrostatique du moteur, dans [TAI90] — mais encore à l'usure même de la suspension.

Des couches minces en plomb, en graphite ou en molybdène, présentant de faibles résistances au cisaillement (shear strength), sont couramment utilisées dans de gros systèmes comme des lubrifiants à sec [ELD55, SMI93]. Bien que ces couches aient des raideurs mécaniques pratiquement infinies, elles sont difficiles à déposer et restent vulnérables à des attaques chimiques.

De nouvelles études en génie moléculaire ont permis le développement de matériaux organiques [GAR94]. Des couches minces sont donc déposées par des procédés d'électrochimie, leurs propriétés physiques (thermiques, électriques, ...) pouvant être contrôlées lors du processus de dépôt. Les coefficients de frottement reportés parcourent une gamme allant de 0,7 jusqu'à 0,07, pour des épaisseurs d'entre 50 nm et 5 µm. Cette gamme est bien plus large, dans les deux sens, que les coefficients de frottement rapportés ci-dessus. Les coefficients d'usure atteignent la valeur de 10 nm/min. Ces nouveaux matériaux ont un avenir potentiellement important dans la micromécanique et les nanotechnologies.

#### **2.2.4 Le non-contact dans les microsystèmes**

Une deuxième méthode consiste à obtenir un palier à lévitation, c'est-à-dire, qui n'ait pas de contact surfacique, et conséquemment, qui ne produise ni frottements ni usure [PEL90]. Effectivement, nombre de paliers n'ont pas de contact surfacique entre des solides. La lévitation des parties en mouvement, qu'elles soient rotatives ou linéaires, s'avère nécessaire lorsque l'on veut éliminer tout contact mécanique entre celles-ci et le substrat statique du moteur. La suspension doit donc éviter le contact mécanique avec l'axe du rotor, mais encore faut-il qu'elle assure une lévitation stable, c'est-à-dire qu'elle génère une force de répulsion lorsque le rotor se rapproche du substrat et une force d'attraction lorsqu'il s'en éloigne. Il est nettement plus difficile de maîtriser cette stabilité que d'obtenir simplement une force de lévitation. Un certain nombre de chercheurs se sont intéressés aux suspensions par lévitation et différentes solutions ont déjà été proposées.

##### **a) Paliers à gaz**

Un palier lubrifié au gaz est un type de palier qui a ses surfaces de contact complètement séparées grâce à une couche de gaz. Même si une force est appliquée au palier, les surfaces restent hors de contact grâce à un coussin de gaz. Des paliers qui se servent des liquides ou

des gaz sont fréquemment mentionnés dans la littérature des grandes machines [BRU87, DEL94a].

La couche de gaz peut être établie par deux principes élémentaires, qui, en fait, correspondent à ceux trouvés dans les paliers à lubrification liquide [KUM91]. Un de ces deux principes se caractérise par un palier indépendant, lequel opère immergé dans un bain de gaz. Le mouvement relatif des parties glissantes génère une pression dans la couche de gaz à l'entrefer, assurant ainsi la séparation des surfaces et l'aptitude à supporter un poids. Ce type de palier est appelé aérodynamique ou à action propre (aerodynamic — self acting bearing). L'autre type élémentaire de palier est appelé aérostatique ou à action externe (aerostatic — externally pressurized bearing) ; un gaz à haute pression est appliqué à l'entrefer par une source externe, en obligeant ainsi les surfaces à s'écarter [GRA64, CUG96].

Les paliers à gaz ont certainement des avantages particuliers par rapport aux autres types de suspension : tout d'abord, ils permettent un fonctionnement avec un minimum de frottement ; en suite, ils protègent le moteur d'un environnement polluant ; enfin, ils peuvent opérer dans une gamme de températures assez étendue.

Bien qu'il semble probable que ces suspensions soient appliquées dans l'avenir aux microsystèmes, elles présentent tout de même d'importants inconvénients [HUA92, PEL90]. Tout d'abord, une couche de gaz ne peut assurer qu'une faible raideur mécanique ; en plus, le palier devient instable sous certaines conditions (variation de la pression ou de la température) ; citons encore une microfabrication assez complexe et délicate.

Par ailleurs, le coefficient de viscosité des paliers à interface liquide atteint des valeurs prohibitives dans les systèmes miniaturisés, ce qui limite leur utilisation aux mécanismes à basse vitesse. Lorsque la valeur de l'entrefer est proche de la taille des molécules du gaz, l'étude du système doit se baser sur une aérodynamique moléculaire [HUA92]. Pour l'air, la taille moléculaire est de l'ordre de 70 à 100 nm [WOL91, GAB90].

Les suspensions à air réduisent d'une manière considérable le problème de la viscosité, mais l'air doit être pompé, soit par l'utilisation d'une pompe, soit en intégrant l'action de pompage dans le mécanisme même. Une pompe additionnée au palier n'aurait guère d'intérêt, par la complexité de fabrication et mise en œuvre qu'elle représente. Il est aussi possible de profiter du mouvement du mécanisme pour générer, par la machine elle-même, une action de pompage. Toutefois, cette opération s'avère inefficace pour les machines à basse vitesse ; considérons aussi qu'une composante non négligeable du couple moteur y est dépensée.

Il est vrai que les facteurs d'échelle (cf. *infra*, § 2.3.8) et les microtechnologies peuvent aider à surmonter ces difficultés, mais il n'en reste pas moins qu'il s'agit d'une solution restreinte à certaines applications particulières.

### ***b) Paliers électriques et magnétiques***

Il existe encore un second type de paliers sans contact qui peuvent être appliqués dans les microsystèmes [PEL90] : ce sont les suspensions à paliers électriques ou magnétiques. Ces paliers assurent la lévitation de la partie mobile. L'excitation (électrique ou magnétique) du palier peut être directement fournie par l'alimentation motrice. Ils peuvent aussi bien travailler dans le vide que dans l'air et de relativement grands entrefers peuvent ainsi être obtenus. Cette dernière caractéristique a une importance particulière lorsque la micromachine doit travailler dans un environnement pollué (c'est-à-dire dans une atmosphère non filtrée) ; les

paliers à entrefer réduit peuvent s'endommager à cause de la poussière [TAI90]. Néanmoins, lorsque ces suspensions ont besoin d'un capteur de position, d'un environnement à très basses températures (cf. paliers supraconducteurs), d'importantes vitesses ou puissances (par exemple, la lévitation à induction), leur intérêt pratique est atténué. Il s'agit donc d'une suspension qui, d'une façon générale, demeure très prometteuse pour les micromoteurs.

## 2.3 Les suspensions des micromoteurs

Voici quelques suspensions qui illustrent, d'une façon non exhaustive, la manière dont les principes ci-dessus présentés peuvent être appliqués.

### 2.3.1 Suspension à sec

#### a) *Micromoteur harmonique [MEH92, DHU93b, PHI93]*

Ses dimensions étant déjà micrométriques, il se sert d'un palier mécanique à friction. Les forces motrices, de nature électrostatique, sont générées par l'effet de capacité variable créé par les électrodes du rotor et du stator. Etant donné que le rotor, attiré par les forces électrostatiques, tourne par le biais d'un mouvement d'oscillation et glisse radialement en se rapprochant successivement des électrodes du stator, la friction devient essentielle pour limiter ce glissement ; le jeu mécanique du palier étant estimé à 250 nm. Le contact se produit alors entre des surfaces en polysilicium, en obtenant un coefficient de friction estimé entre 0,36 et 0,40. La performance de cette suspension n'est pas bien efficace, car environ 50% du couple disponible est consommé à cause des frottements (*supra* § 2.2.2, voir aussi [GUC93]). Ce moteur peut cependant atteindre une vitesse de 7500 tr/min grâce à un couple de 1 pNm (Figure 2.3.1.1).

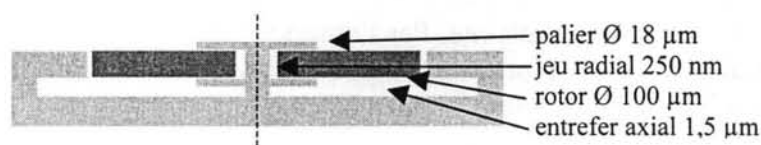


Figure 2.3.1.1 Micromoteur à oscillation (Palier mécanique à friction)

[GUC94a] rapporte une machine à réluctance variable, qui utilise un palier sec à friction, d'interface nickel—nickel. Cette suspension ne consomme en frottement qu'environ 0,1% du couple disponible.

#### b) *Micromoteur électrostatique [TAI90]*

Les effets des frottements dans un micromoteur électrostatique, dont le rotor fait  $\varnothing 80 \mu\text{m}$  x h  $2 \mu\text{m}$  ont été modélisés et mesurés. Les coefficients de frottements sont estimés entre 0,21 et 0,38. Le couple de frottements a deux composantes : un couple, dû au poids du rotor, constant estimé à 4 pNm et un couple dépendant de la position, dû à l'attraction électrostatique, qui varie entre 0 et 18 pNm. Le couple de frottements varie donc entre 4 et 22 pNm. Or, le couple moteur a une allure sinusoïdale dont la valeur crête est de 20 pNm ; le fonctionnement continu du moteur ne peut donc être assuré. La durée de vie du micromoteur est d'environ une minute.



### 2.3.2 Suspension à palier à roulements

#### Micromoteur magnétique [KÄM96]

Ce micromoteur utilise un palier de diamètre extérieur 1,6 mm, qui lui permet d'atteindre 200 000 tr/min. A une vitesse de 10 000 tr/min, la durée de vie est de plusieurs mois. Même s'il s'agit d'un moteur de taille millimétrique ( $\varnothing$  2 mm, Fig. 2.3.1.2), la performance de son palier est remarquable.

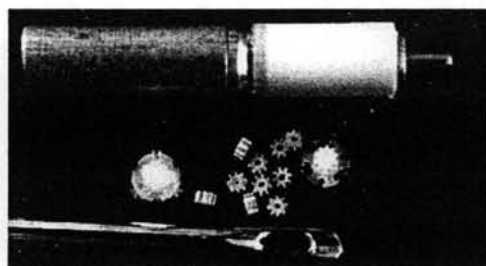
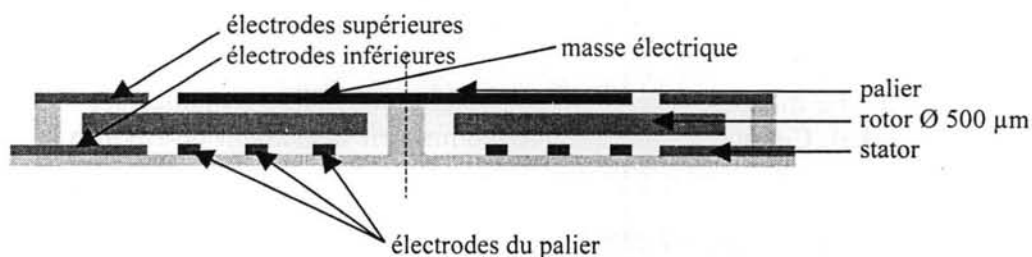


Figure 2.3.1.2 Micromoteur magnétique (Palier mécanique à roulements)

### 2.3.3 Suspension à capacitance variable

#### Micromoteur à charge électrique permanente [WOL91]

Ce travail présente la conception et la modélisation d'un micromoteur électrostatique et de sa suspension, elle aussi électrostatique. Les dimensions typiques du moteur sont d'environ  $\varnothing$  500  $\mu\text{m}$  x h 3  $\mu\text{m}$ . Un palier électrostatique permet au rotor de tourner librement et sans aucun contact mécanique. En plus, ce dernier est automatiquement aligné grâce à la suspension, en ayant ainsi une lévitation stable. Des électrodes circulaires, concentriques, permettent cette lévitation. Le rotor, dont l'épaisseur est de 0,5  $\mu\text{m}$ , peut ainsi atteindre de très hautes vitesses de rotation. D'après une modélisation, tenant compte de la dynamique du système, une vitesse d'environ 75000 tr/min pourrait être atteinte. Par l'absence totale de contact mécanique dans le moteur, ses applications restent alors réservées à des systèmes qui n'ont aucun contact mécanique, tels que les hacheurs optiques. (Figures 2.3.3.1)



a) Représentation du moteur

Figure 2.3.3.1 Micromoteur Électrostatique (Suspension électrostatique)

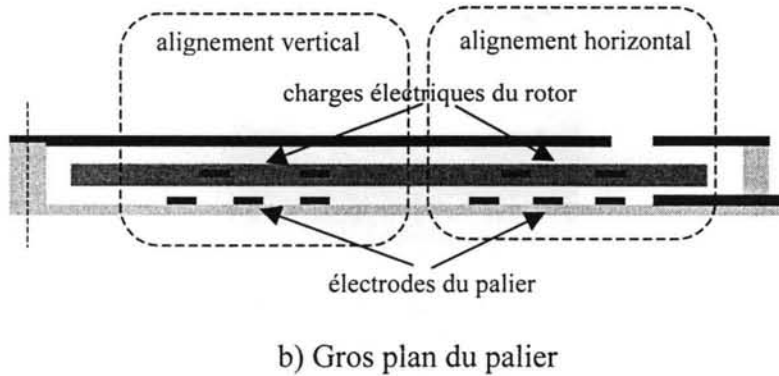


Figure 2.3.3.1 Micromoteur Electrostatique (Suspension électrostatique)

Les électrodes « supérieures » et « inférieures » (Fig. 2.3.3.1 a) sont chargées de la motorisation, et c'est la configuration géométrique des électrodes (au stator) et des charges électriques (au rotor) qui permet d'obtenir une suspension stable (Fig. 2.3.3.1 b). Toutefois, peu d'information sur les hypothèses de stabilité est donnée dans [WOL91].

### 2.3.4 Suspension à réluctance variable

#### *Micromoteurs magnétiques planaires [GUC93, GUC94a]*

Des micromoteurs à réluctance variable développés par Guckel *et al.* [GUC93, GUC94a], une machine présente une suspension, elle aussi, à réluctance variable. Une lévitation d'environ 45  $\mu\text{m}$  est donc générée grâce à la variation verticale de la réluctance du système, les frottements de Coulomb étant ainsi éliminés

Il est à noter que Guckel *et al.* n'ont pas observé de variations de vitesse entre les essais sous vide et les essais dans l'air. Cela s'explique [GUC93] par la valeur très importante des frottements à sec, qui dépassent largement les frottements aérodynamiques. Nous rappelons que cette suspension assure la lévitation, en restant radialement instable.

Le rotor, de  $\varnothing$  140  $\mu\text{m}$ , atteint 150 000 tr/min, pour un couple d'environ 1 nNm (cf. *supra*, chapitre 1, § 1.3.3).

### 2.3.5 Suspension à induction magnétique

#### *Micromoteur électromagnétique [WIL96, WIL97, YAT97]*

La lévitation stable du rotor est assurée grâce à des forces de Laplace, afin d'obtenir un capteur gyroscopique. Une première bobine au stator génère la force de lévitation, alors qu'une deuxième permet la stabilité en boucle ouverte (Fig. 2.3.5.1). Nous remarquons le fait que la lévitation totale ainsi obtenue, tout en étant active, ne nécessite pas de commande, donc de capteur. Cette suspension reste, toutefois, réservée aux moteurs proprement microdimensionnés, par la faiblesse des forces de sustentation qu'elle produit.

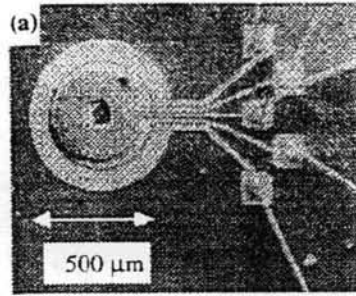


Fig. 2.3.5.1 Suspension à induction magnétique

### 2.3.6 Suspension diamagnétique [PEL90]

Une autre suspension réservée aux petites dimensions est basée sur les matériaux diamagnétiques. En effet, le théorème d'Earnshaw montre (cf. *infra*, § 2.4.3 et § 2.4.4, [EAR39]) que, pour un corps placé dans un champ magnétique, la lévitation totale n'est possible que si la perméabilité relative  $\mu_r$  est inférieure à 1 dans l'ensemble du système. Etant donné que le phénomène de diamagnétisme n'est présent que discrètement dans la plupart des matériaux, la lévitation qu'il peut générer n'atteint des valeurs intéressantes qu'au-dessous d'une certaine taille.

### 2.3.7 Suspension supraconductrice [KIM89]

Les suspensions supraconductrices seront sans doute bientôt appelées à jouer un rôle dans les microsystèmes. Nous citons ici une suspension linéaire. Un barreau de YBCO, de 1 mm x 1 mm x 10 mm (1,80 N), lévite à une hauteur de 1 mm et se déplace grâce à une force de 0,31 N, la température de transition étant de 90 K.

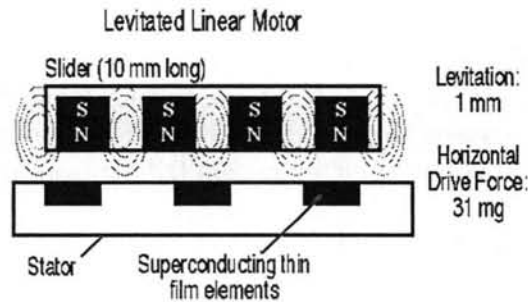


Fig. 2.3.7.1 Suspension linéaire supraconductrice

Deux conditions apparaissent indispensables pour la miniaturisation de ce type de suspensions : la possibilité de créer un système simple et stable (même si peu efficace) et son application dans un environnement froid.

### 2.3.8 Suspension à gaz [HUA92]

Ces paliers (cf. *supra*, § 2.2.4) ont déjà été utilisés avec succès dans les microsystèmes. Lorsqu'ils sont miniaturisés, ils bénéficient du facteur d'échelle : alors que la surface de contact diminue en  $l^2$ , le poids du moteur diminue en  $l^3$ . N'ayant pas de données disponibles pour effectuer une analyse quantitative, nous rappelons seulement leurs difficultés d'implémentation et de mise en œuvre.

### 2.3.9 Conclusion

Nous avons, dans les paragraphes 2.2 et 2.3, présenté les principales suspensions pour micromoteur qui ont été reportées dans la littérature. Nous avons discuté leurs principaux avantages et inconvénients. Dans les prochains paragraphes, nous proposerons et discuterons une nouvelle approche pour créer une microsuspension efficace : les paliers magnétiques.

## 2.4 Les paliers magnétiques passifs

### 2.4.1 Introduction

Nous proposons dans cette étude une suspension qui consiste en un palier magnétique passif à aimants permanents. Un palier magnétique est un dispositif de positionnement, où des forces à distance s'exercent entre une partie fixe et une partie mobile. Des aimants permanents, seuls ou avec des pièces polaires (matériaux magnétiques doux), créent les forces du palier (Fig. 2.4.1.1).

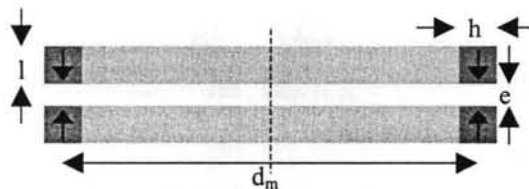


Fig. 2.4.1.1 Un exemple de palier magnétique passif

Le système fonctionne seul, sans apport d'énergie ; il est dit "passif", car les forces de rappel ne sont générées que par la variation de l'énergie magnétostatique existant dans le système. Cette autonomie lui confère une fiabilité assez grande. Lorsque le rotor est déplacé de sa position d'équilibre, des forces magnétiques de rappel, créées par le stator, ramènent le rotor en position centrée.

Pour la lévitation d'un système tournant, l'on peut utiliser des paliers magnétiques :

- Soit pour le centrage de la partie tournante vis-à-vis de la partie fixe, c'est un **centreur** qui contrôle deux degrés de liberté.
- Soit pour le positionnement axial le long de l'axe de rotation. C'est une **butée** ; un seul degré de liberté, axial, est alors contrôlé.
- Le positionnement angulaire peut aussi être assuré par un palier magnétique. Il s'agit généralement d'une butée, même si un centreur astucieusement conçu peut, lui aussi, assumer cette fonction. Deux degrés de liberté sont ici contrôlés, le troisième degré de liberté étant, évidemment, la rotation de la partie tournante.

Il existe, en principe, un nombre très grand de configurations magnétiques de base. Néanmoins, en pratique, l'angle d'orientation des aimants limite les possibilités de réalisation. Une aimantation axiale est généralement obtenue plus facilement qu'une aimantation radiale ; les aimantations coniques étant plus difficiles à réaliser, elles ne présentent guère d'intérêt pratique. Les angles d'aimantation se limitent donc à des multiples de  $\pi/2$ .

Les configurations de base qui en résultent ont été regroupées dans [YON80] (Fig. 2.4.1.2). Ces configurations ont été triées, en partant de leur comportement, en centreurs et butées. Elles ont encore été regroupées en deux types, ayant des angles d'aimantation différents mais un comportement identique. Par exemple, le centreur A1, à aimantation axiale, aura exactement le même comportement que le centreur A2, à aimantation radiale. Nous retrouvons donc quatre types de base des configurations magnétiques.

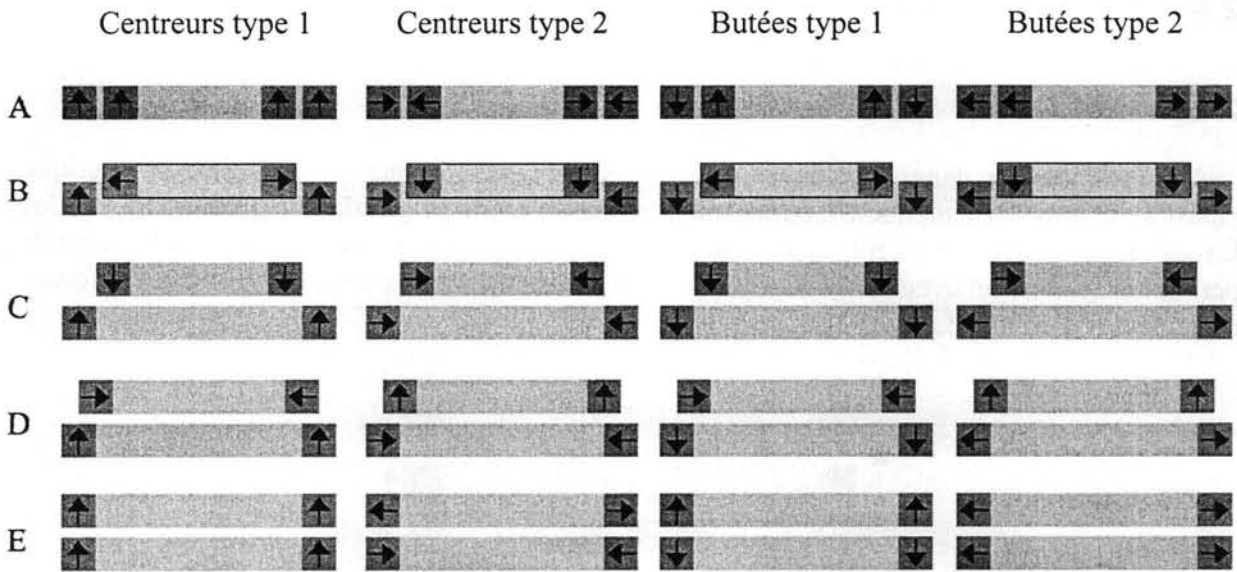


Fig. 2.4.1.2 Configurations de base d'un palier magnétique

Il faut rappeler que, même si deux configurations ont des performances identiques — par exemple, les centreurs A1 et A2 —, il s'agit de paliers différents ; le champ démagnétisant est plus petit dans le centreur A1 que dans le centreur A2. Par la structure des moteurs planaires ici analysés, ainsi que des possibilités de réalisation des paliers, les centreurs C1 et les butées E1, seront dorénavant souvent évoqués.

Une suspension à lévitation doit assurer un fonctionnement en équilibre stable. Pourtant, sauf le cas des matériaux diamagnétiques ou supraconducteurs (cf. *supra*, § 2.3.6 et § 2.3.7), un palier magnétique passif ne peut pas être utilisé tout seul car il présente une instabilité pour au moins un degré de liberté.

### 2.4.2 Raideur et stabilité

Pour mieux comprendre le sens de ces grandeurs, analysons tout d'abord le cas simple d'un ressort (Fig. 2.4.2.1). La force exercée par un ressort dans l'axe  $x$  s'oppose toujours à la force appliquée sur le ressort. C'est donc un système stable :



Figure 2.4.2.1 Forces et raideurs dans un ressort

La force du ressort est :

$$F_x = -k \cdot x, \quad k > 0 \quad (2.4.2.1)$$

Alors, la raideur du système est :

$$k = -\frac{\partial F_x}{\partial x} \quad (2.4.2.2)$$

La raideur d'un ressort est toujours positive : il ne génère que des forces de rappel ; plus le ressort se déforme, plus il essaie de revenir à son état initial. Par contre, un système instable, dont la raideur est négative, génère des forces qui favorisent l'écartement de ses éléments.

La raideur est définie plus généralement comme :

$$\bar{k} = - \begin{bmatrix} \frac{dF_x}{dx} \\ \frac{dF_y}{dy} \\ \frac{dF_z}{dz} \end{bmatrix} \quad (2.4.2.3)$$

La raideur angulaire peut aussi être définie :

$$\bar{k}_\theta = - \begin{bmatrix} \frac{dM_{\theta_x}}{d\theta_x} \\ \frac{dM_{\theta_y}}{d\theta_y} \\ \frac{dM_{\theta_z}}{d\theta_z} \end{bmatrix} \quad (2.4.2.4)$$

Où M est le couple qui correspond au décalage angulaire  $\theta$ .

La notion de raideur est essentielle pour l'analyse des paliers magnétiques. De la raideur dépend la qualité de la stabilité et la performance du système. Tout comme dans le cas d'un ressort mécanique, la valeur de la raideur magnétique exprime le rapport entre le déplacement des éléments du système et les forces générées. Si la raideur d'un système est négative,

l'écartement entre ses parties est favorisé, donc le système est instable. Par contre, lorsque la raideur est positive, le système s'oppose à son écartement, en demeurant alors stable.

Or, la raideur globale (cf. *infra*, § 2.4.3) d'un système électromagnétique statique est toujours négative [YON80]. Samuel Earnshaw démontra en effet, en 1839, qu'une particule polarisée plongée dans un champ électrostatique ne peut pas trouver une position stable [EAR39]. Ce théorème, étendu par Maxwell aux polarisations induites en 1892, fut appliqué par Tonks aux champs magnétostatiques et à l'aimantation induite en 1940. Tout palier magnétique passif — utilisant uniquement des aimants permanents et des pièces polaires — apparaît ainsi intrinsèquement instable.

Dans les paragraphes qui suivent, nous présentons le théorème d'Earnshaw ainsi que sa démonstration ; pour ensuite proposer quelques solutions visant à obtenir une suspension sans aucun contact mécanique.

### 2.4.3 Le théorème d'Earnshaw [EAR39, YON80]

#### a) Énoncé

Ce théorème peut être énoncé de la manière suivante :

"La lévitation totale d'un corps placé dans un champ magnétique est impossible si la perméabilité relative  $\mu_r$  est supérieure à 1 dans l'ensemble du système."

#### b) Démonstration (cf. *infra*, annexe 3)

Considérons un corps de volume  $v$ , d'aimantation rigide  $J$ , placé dans un champ magnétostatique extérieur  $H$ .

L'énergie d'interaction magnétostatique du système est :

$$W = - \iiint_v \vec{J} \cdot \vec{H} \, dv \quad (2.4.3.1)$$

La force d'interaction est :

$$\vec{F} = - \text{grad} W \quad (2.4.3.2)$$

D'après la définition de raideur :

$$\sum k_i = - \text{div} \vec{F} = - \text{div}(- \text{grad} W) = \nabla^2 W \quad (2.4.3.3)$$

Alors :

$$\nabla^2 W = - \iiint_v \nabla^2 (\vec{J} \cdot \vec{H}) \, dv \quad (2.4.3.4)$$

Puisque  $J$  est constante :

$$\nabla^2 W = - \iiint_v \vec{J} \cdot \nabla^2 \vec{H} \, dv \quad (2.4.3.5)$$

Or :

$$\nabla^2 \vec{H} = 0 \quad (2.4.3.6)$$

Et :

$$\underline{\sum k_i = k_x + k_y + k_z = 0} \quad (2.4.3.7)$$

Si l'une des raideurs d'un aimant plongé dans un champ magnétostatique extérieur est positive, au moins une raideur sera inférieure à zéro et, donc, au moins une des axes de translation sera instable. Une suspension magnétique passive stable est donc impossible à créer.

Si le système est à symétrie cylindrique autour de l'axe Oz, les deux raideurs  $k_x$  et  $k_y$  sont identiques à  $k_r$ . La relation précédente se transforme en :

$$k_z = -2k_r \quad (2.4.3.8)$$

### c) *Corps à aimantation non-rigide dans un champ magnétostatique*

Le calcul de forces et de raideurs est semblable au calcul précédent, mais si l'on effectue un déplacement  $\Delta x$  du corps aimanté, l'aimantation se réorganise en une nouvelle répartition qui minimise l'énergie magnétostatique du système.

Pour atteindre l'état final, on peut supposer que le déplacement a été effectué à aimantation rigide, puis les aimantations ont été libérées et se sont redistribuées. La variation d'énergie de la première transformation est identique au cas précédent. Pour la deuxième transformation, la redistribution des aimantations s'effectue toujours par une diminution de l'énergie magnétostatique emmagasinée, d'après le théorème de Thomson. Globalement, la variation de l'énergie magnétostatique est plus faible que si l'aimantation avait été rigide. À intensité d'aimantation identique, les forces et les raideurs sont donc inférieures, ou au plus égales, aux précédentes. La relation entre les raideurs se transforme donc en :

$$\sum k_i = k_x + k_y + k_z \quad (2.4.3.9)$$

Pour un système à symétrie de révolution, cette relation devient :

$$k_z \leq -2k_r \quad (2.4.3.10)$$

Les trois raideurs ne peuvent évidemment pas être positives, ce qui vérifie encore le théorème d'Earnshaw.

## 2.4.4 *Comment assurer une lévitation totale*

Nous l'avons vu, le théorème d'Earnshaw interdit la lévitation totale d'un système comportant seulement des aimants et des pièces ferromagnétiques.

Pourtant, des suspensions hybrides, associant un palier magnétique à un autre type de suspension — soit à un système mécanique (roulement à bille, butée à aiguille, palier



hydrodynamique...), soit à un autre type de palier magnétique (palier magnétique actif, palier supraconducteur) —, peuvent assurer une lévitation totale.

Certaines de ces suspensions ont été appliquées à des systèmes industriels, où tout contact solide doit être évité [BRU87]. D'autres suspensions ne peuvent être appliquées, par le facteur d'échelle, que dans de petits dispositifs. Nous discutons brièvement les diverses possibilités.

### a) *Paliers actifs*

Il existe une très large littérature concernant les suspensions magnétiques actives (voir, par exemple, [MUC98]). Quelques-unes d'entre elles ne sont que partiellement actives, certains degrés de liberté étant assurés, par exemple, par des aimants permanents [DEL94b, FAU99]. Certains systèmes [MUC98], rassemblant en une seule commande le contrôle du moteur et de la suspension, permettraient de créer un microsystème à commande unique. Néanmoins les suspensions actives — même si elles ont déjà été appliquées à des moteurs miniatures [ALB96] — semblent encore très complexes à mettre en œuvre dans des dispositifs microdimensionnés.

### b) *Effet gyroscopique*

Les toupies s'opposent, par la conservation de leur énergie cinétique, à un retournement de leur axe de rotation : elles sont donc angulairement stables. Lorsque cet effet gyroscopique est appliqué à un centreur à aimants permanents, opérant en répulsion, l'on obtient un système passif permettant une lévitation stable (Fig. 2.4.3.1).

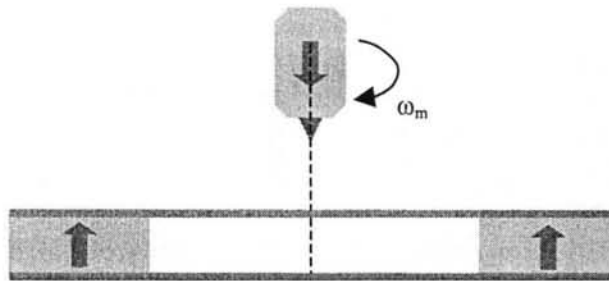


Fig. 2.4.3.1 Toupie magnétique

Ce dispositif ne contredit point le théorème d'Earnshaw, car l'énergie totale du système est supérieure à son énergie magnétostatique (cf. *supra*, § 2.4.3). Il est, en pratique, quelque peu difficile d'obtenir la lévitation stable d'une toupie magnétique [TAL95]. Ceci s'explique par l'existence d'une zone de stabilité magnétique relativement restreinte.

Il est donc possible de concevoir un moteur dont la suspension n'assurerait, à l'arrêt, qu'une lévitation partielle, la lévitation totale étant obtenue, grâce à l'action centrifuge, après le démarrage du moteur. Le palier magnétique pourrait donc être un centreur instable angulairement. Contrairement aux suspensions actives, ce principe semble facile à appliquer aux dispositifs miniatures.

### c) *Induction électromagnétique*

La suspension décrite au § 2.3.5, de nature électromagnétique, permet d'assurer une lévitation stable totale. Pourtant, les forces générées par cette suspension sont modestes et ne

peuvent être appliquées en dessus d'une certaine taille : plus le dispositif est petit, plus ces forces sont significatives. En associant cette suspension à un palier à aimants permanents, il est possible de réaliser une suspension où les forces de lévitation sont créées par des aimants permanents, les forces de stabilité étant assurées par un système à induction électromagnétique.

#### **d) Diamagnétisme et supraconductivité**

De même que pour les suspensions à induction électromagnétique, les suspensions à matériaux naturellement diamagnétiques permettent d'obtenir des forces qui, bien que modestes, sont stables. Ces forces ne sont en général applicables qu'à des systèmes ayant des dimensions très réduites [PEL90].

Les matériaux supraconducteurs peuvent, eux, développer des forces relativement importantes. Bien qu'ils puissent être implantés dans des systèmes de plus grande taille, ils doivent travailler à de très basses températures [TSU99].

En associant des aimants permanents à des matériaux diamagnétiques — qu'ils soient "naturels" ou supraconducteurs —, l'on peut concevoir des systèmes générant d'importantes forces de lévitation stable. En effet, la perméabilité totale du système demeure inférieure à 1 et le théorème d'Earnshaw n'est pas contesté [TIX95].

### **2.4.5 La stabilité des moteurs**

Dans notre étude, nous allons travailler avec des suspensions hybrides, en mêlant des paliers magnétiques et mécaniques. Les axes "actifs" seront donc réalisés d'une façon non magnétique (une suspension pneumatico-magnétique sera aussi présentée). Bien que les composantes mécaniques des suspensions partiellement passives génèrent toujours des frottements, ceux-ci sont nettement inférieurs à ceux des suspensions entièrement passives et permettent donc le mouvement. En outre, la simplicité obtenue avec ces suspensions diminue significativement leur coût et leur mise en œuvre.

Le moteur comprend normalement des composantes magnétiques (fer, aimants, ...) mais il ne doit jamais déstabiliser la suspension. Si le moteur crée une instabilité suivant un axe passif, il faudra surdimensionner les paliers magnétiques correspondant à cet axe. En revanche, si l'instabilité suit un axe actif, seul l'asservissement (ou l'axe non magnétique) doit être modifié [DEL94a].

Un moteur cylindrique a un entrefer radial ; son instabilité principale sera aussi radiale. La suspension doit alors avoir une stabilité radiale active et des stabilités axiales et angulaires passives.

L'instabilité d'un moteur suit surtout la direction de son entrefer. Ainsi, l'instabilité d'un moteur plan est dirigée suivant l'entrefer axial ; cette suspension ne nécessite qu'un axe actif et est réalisée avec deux centreurs passifs et une butée active. Cette configuration est, en principe, la plus simple. En pratique, une butée active n'est pas toujours facile à réaliser [LEM84]. L'implémentation, par exemple, d'un axe mécanique, permet ainsi d'aisément utiliser une butée active.

Nous discuterons, au chapitre 3, une analyse de stabilité concernant l'ensemble du moteur et du palier (cf. *infra*, chapitre 3, § 3.8).

## 2.4.6 Paliers magnétiques à aimants permanents

Les paliers magnétiques passifs sont constitués uniquement avec des aimants permanents en forme de bague ; deux éléments au moins en sont nécessaires. Il a été démontré [YON81] qu'un palier à magnétisation axiale et un palier à magnétisation radiale donnent des performances identiques lorsque les différences angulaires de leurs aimantations demeurent également identiques. L'aimantation radiale étant difficile à obtenir — d'autant plus dans les microtechnologies —, nous ne ferons allusion qu'aux aimantations axiales. D'autre part, les matériaux ferromagnétiques sont généralement exclus de ces paliers, car ils peuvent déstabiliser la suspension plus qu'ils ne la stabilisent. En outre, les forces que ces matériaux produisent ne sont que de rappel, empêchant ainsi tout fonctionnement en répulsion. Une approche toute différente sera pourtant présentée pour les paliers à réluctance variable (cf. *infra* § 2.4.7).

## 2.4.7 Paliers magnétiques à réluctance variable

Les suspensions à réluctance variable se basent sur le principe de la maximisation de l'énergie du système, lorsque le rotor tend à s'aligner en minimisant la réluctance du circuit magnétique. La forme particulière des pièces polaires — par exemple, des dents placées en vis-à-vis — permettra de créer des forces de centrage ou de positionnement axial (Fig. 2.4.7.1). Ce sont toujours des forces de rappel. Les dents ont généralement une forme trapézoïdale, permettant de mieux canaliser le flux.

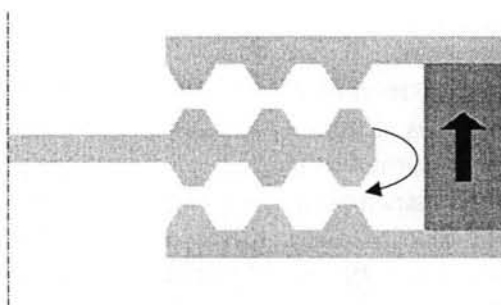


Fig. 2.4.7.1 Palier magnétique à réluctance variable

La saturation des pièces polaires diminue notablement l'efficacité du palier. Comme nous l'avons montré au § 2.4.3, les suspensions à réluctance variable sont beaucoup plus instables que celles à aimants permanents. Avec l'avènement des nouveaux aimants très performants, les suspensions à aimants permanents ont partiellement remplacé celles à réluctance variable. En effet, par leur grande taille et leurs raideurs petites en comparaison avec les paliers à aimants permanents, elles semblent présenter plus d'inconvénients que d'intérêt. Leur calcul, analytique, se faisait par le biais de considérables hypothèses simplificatrices. Les méthodes numériques permettent aujourd'hui d'obtenir aisément des résultats, même pour des géométries fort complexes. Toutefois, le calcul numérique des grandeurs telles que la raideur demeure très délicat (cf. *infra*, § 2.6.5). Malgré le facteur d'échelle, il est possible d'obtenir des suspensions miniatures performantes [GUC93, GUE98].

## 2.4.8 Conclusion

Après avoir défini ce qu'est un palier magnétique nous avons regardé ses principales caractéristiques, en configuration et en stabilité. Les critères de stabilité ont particulièrement été définis par le théorème d'Earnshaw. Nous allons, dans le paragraphe suivant, présenter les aimants permanents qui nous permettront de proposer un palier magnétique miniature.

## 2.5 Les aimants permanents

### 2.5.1 Introduction

L'implémentation d'un palier magnétique miniature a besoin d'aimants permanents microdimensionnés. Il est donc important de bien définir un microaimant, aussi bien du point de vue géométrique que magnétique. Nous considérerons ici trois types d'aimants permanents : des aimants frittés micro-usinés (dits massifs) ; des aimants en poudre, moulés par le biais d'un liant ; et finalement des aimants déposés en couches grâce aux microtechnologies. Le choix final de l'aimant à utiliser sera par conséquent déterminé non seulement par les dimensions du système, mais encore par les difficultés inhérentes à sa fabrication.

Par l'importance des matériaux dans les microtechnologies, ainsi que la place privilégiée des aimants permanents dans l'électromagnétisme, nous rappelons ici ce qu'est un aimant permanent. Nous regarderons aussi quelles sont ses propriétés, d'une façon générale (cf. les champs magnétiques) et dans l'approche particulière des microtechnologies (cf. les rapports géométriques des couches minces, la taille des aimants vis-à-vis des domaines magnétiques, ...).

### 2.5.2 Rappels sur les aimants permanents

#### a) Grandeurs physiques d'un aimant

Lorsqu'il s'agit d'aimants permanents, nous parlons du second quadrant de la courbe **J-H** ( $\mathbf{J}>0, \mathbf{H}<0$ ) ; cette partie constitue la courbe de démagnétisation (Fig. 2.5.2.1). C'est donc un composant qui a reçu une énergie magnétique potentielle lors du processus d'aimantation et qui fournit conséquemment, dans son entourage, un flux d'induction magnétique. L'énergie magnétostatique emmagasinée dans les aimants permanents permet d'en faire une comparaison. En fait, le produit  $\mathbf{HB}$  ( $[\mathbf{J}\cdot\mathbf{m}^{-3}]$  en SI) est, peut-être, le seul repère que nous ayons pour estimer la qualité d'un aimant permanent [BRI97].

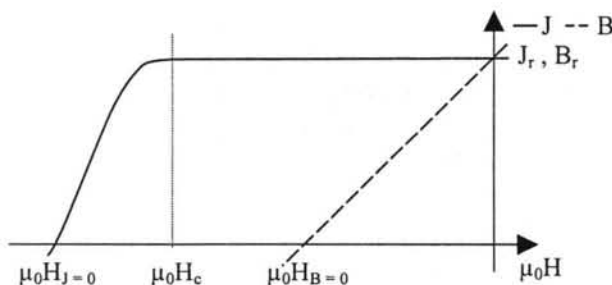


Fig. 2.5.2.1 Courbe de démagnétisation

#### b) Champ extérieur

L'existence d'un entrefer dans le circuit magnétique de l'aimant entraîne la présence d'un champ démagnétisant, dont la composante parallèle à  $\mathbf{J}$  s'oppose à l'aimantation ; afin que l'aimant puisse rester aimanté en présence d'un champ extérieur, les forces internes du matériau doivent donc s'opposer à toute modification éventuelle des domaines magnétiques. Il ne suffit donc pas d'avoir une aimantation élevée dans le matériau, mais encore faut-il qu'il

y ait un champ coercitif aussi grand que possible. Nous distinguons ici les trois vecteurs magnétiques : la coercitivité  $\mu_0\mathbf{H}$ , l'aimantation  $\mathbf{J}$ , et la densité de flux  $\mathbf{B}$ . En découlent deux types de cycles d'hystérésis :  $\mathbf{J}(\mu_0\mathbf{H})$  et  $\mathbf{B}(\mu_0\mathbf{H})$ . Tandis que  $\mathbf{J}$  est une grandeur physique,  $\mathbf{B}$  a un sens mathématique :  $\mathbf{B} = \mathbf{J} + \mu_0\mathbf{H}$ . L'aimant voit à chaque instant un champ interne qui est la somme de son champ démagnétisant et du champ extérieur, soit  $\mathbf{H}_i = \mathbf{H}_d + \mathbf{H}_e$  [BRI97].

### c) Une remarque sur la densité de flux

Le critère généralement retenu pour définir le point de fonctionnement dans une application d'aimants permanents est la conservation de l'aimantation  $\mathbf{J}$  : si le champ interne  $\mathbf{H}_i$  est toujours inférieur à  $\mathbf{H}_c$ , l'aimantation est préservée et l'aimant peut travailler sans aucun risque. Or, la densité de flux magnétique  $\mathbf{B}$  à l'aimant peut s'anéantir même si le champ interne  $\mathbf{H}_i$  est bien inférieur à  $\mathbf{H}_c$  (Fig. 2.5.2.1). Bien que, comme nous l'avons indiqué, le sens de  $\mathbf{B}$  ne soit que mathématique ; cette grandeur demeure un repère propre au matériau pour en déterminer le point de fonctionnement.

## 2.5.3 Aimants massifs

Des aimants massifs, mécaniquement usinés, sont normalement utilisés en électrotechnique [YON80, LEM84]. Puisqu'il s'agit ici des aimants frittés, leur aimantation ne se réalise qu'après le processus de frittage. Ces aimants sont relativement faciles à fabriquer, ils ont les meilleures propriétés magnétiques et de très bonnes propriétés mécaniques — même s'ils restent assez sensibles aux hautes accélérations tangentielles propres aux systèmes tournants [LEM84]. Ils ont aussi été utilisés dans certains microsystèmes magnétiques ; ils y sont donc micro-usinés en des cubes ou des cylindres submillimétriques [WAG91, WAG92, GOE94, KÄM94, SAU94, HAS95, BEH96, FEU96, LAG96, PAO96].

Toutefois, ces aimants présentent certaines difficultés d'utilisation dans les microsystèmes, en particulier pour les paliers magnétiques. D'une part, leurs géométries restent difficiles à appliquer aux paliers en forme d'anneaux ; la fabrication — plus ou moins individuelle — de ces aimants de taille millimétrique demeure fort coûteuse et reste hors du circuit de fabrication en parallèle propre aux microsystèmes. D'autre part, une première analyse des forces nous a montré que les forces générées avec ces aimants restaient excessives pour cette application.

Finalement, les caractéristiques magnétiques à la surface de l'aimant peuvent être considérablement affectées par effet du micro-usinage, lorsqu'il s'agit de géométries très fines. Les dimensions minimales de ces aimants atteignent environ 500  $\mu\text{m}$  pour le NdFeB et 250  $\mu\text{m}$  pour le SmCo [DIV98]. Au-delà de ces dimensions, la mise en œuvre d'une part, la détérioration des propriétés magnétiques de l'autre, rendent pratiquement impossible leur utilisation.

## 2.5.4 Aimants en poudre

Une autre approche de fabrication de microaimants consiste à mélanger de la poudre d'aimant permanent dans une résine époxy. Lagorce *et al.* [LAG97, LAG99] ont reporté l'obtention d'une poudre de ferrite céramique d'anisotropie élevée, noyée dans une résine époxy. La taille des grains variant entre 1,15 et 1,5  $\mu\text{m}$ , la concentration volumique obtenue est de 80 %. Le processus d'obtention de l'aimant est expliqué dans [LAG97]. Des aimants cylindriques sont ainsi créés, de 90  $\mu\text{m}$  d'épaisseur et de 4 mm de diamètre typique. Lorsque l'aimant est magnétisé dans l'axe de l'épaisseur, la coercitivité est de 320 kA/m (0,4 T) et

l'induction rémanente est de 60 mT. L'induction rémanente est donc très faible et très inférieure à la coercitivité. Suivant la direction de la couche mince l'induction rémanente est de 0,3 T. L'induction atteint conséquemment une valeur proche de la coercitivité du matériau ; cette performance magnétique est, en elle seule, encourageante. La différence entre ces deux valeurs d'induction rémanente s'explique par l'importance du champ démagnétisant à l'intérieur de l'aimant (cf. *infra*, annexe 2).

Une technique équivalente a été mise au point au Laboratoire Louis Néel (LLN, [ROY96]). Cette méthode, très simple, d'élaboration des aimants moulus NdFeB peut offrir de nouvelles applications aux microtechnologies magnétiques. Afin de conserver à tout moment la coercitivité du matériau, il est nécessaire d'utiliser des poudres nanostructurées. Ces poudres sont généralement moulues à partir de rubans amorphes obtenus par [CUG96]. Les aimants moulus sont donc directement obtenus à partir d'un mélange entre la poudre d'aimant et la résine d'époxy, l'étape de frittage étant ainsi éliminée. Ces premiers aimants ont donc été réalisés à partir de NdFeB. La taille typique des grains de poudre est de quelques 30  $\mu\text{m}$  et le coefficient de concentration du matériau magnétique dans la poudre est estimé à environ 60 %. L'aimantation rémanente du matériau est d'environ 0,4 T ; la courbe d'aimantation estimée est représentée à la Fig. 2.5.4.1. Des travaux de recherche ont été entrepris afin d'obtenir, par le même procédé, des aimants en SmCo — dont la taille typique serait d'environ 5  $\mu\text{m}$ .

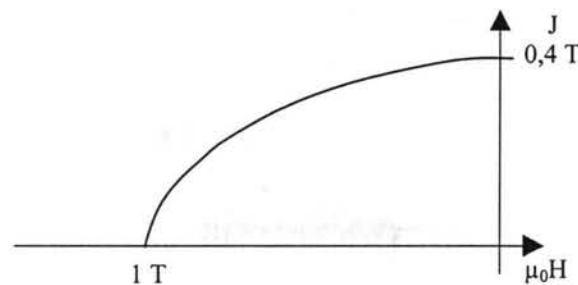


Figure 2.5.4.1. Courbe d'aimantation de la poudre NdFeB

### 2.5.5 Aimants en couches minces

Le dépôt des matériaux en couches constitue l'un des principaux axes qui ont permis le développement des microsystèmes. Des métaux purs d'abord, suivis des alliages complexes, ont été déposés en couches par des techniques de lithographie (dépôt, gravure), permettant ainsi de créer des systèmes mécaniques à l'échelle microscopique. Des aimants permanents déposés en couches minces sont, eux aussi, actuellement développés ; le développement de ce type d'aimants constitue un défi et un atout potentiel majeur dans les microsystèmes magnétiques [LIO87, YAM91, HED93, HED94, LIN95, ARA96, LIK96].

Les propriétés de ces aimants demeurent toutefois fort restreintes, les épaisseurs déposées sont toujours limitées à quelques micromètres : à partir de 1,5  $\mu\text{m}$  [LEV94, NAV94] et jusqu'à 300  $\mu\text{m}$  [LIN95]. Même si les propriétés magnétiques sont également limitées — souvent très en dessous du Tesla —, [CAD94, LEV94, NAV94, RAN94, LIN95] ont obtenu des coercitivités importantes — de l'ordre du Tesla — qui permettraient de surmonter un champ extérieur opposé, tel que l'action démagnétisante ou la proximité d'un autre aimant à aimantation opposée. Le fonctionnement de l'aimant à aimantation quasiment constante est ainsi assuré. Malheureusement, ces dépôts d'aimant n'étant obtenus à l'heure actuelle que dans des laboratoires spécialisés, aucun catalogue commercial n'en est disponible. Le

tableau 2.5.5.1 présente une récapitulation non exhaustive des aimants en couches minces obtenus dans des laboratoires.

Référence	Matériau	Epaisseur [ $\mu\text{m}$ ]	Coercitivité [T]	Magnétisation [T]	Energie max [MGOe]
[LIK96]	CoNiMnP	50	0,06	0,2-0,3	10
[LEV96]	TbCuSmCo	1,5	0,005	0,17	--
[LEV96]	TbCuSmCo	22	0,4	0,056	--
[ARA96]	(NdTb)FeB	2	<0,126	--	--
[ARA96]	(NdTb)FeB	10	0,126-0,628	env. 0,5	190
[NAV94]	ThMnNdFe CoMoN	2,5	0,87	0,13	30,4
[NAV94]	ThMnNdFe CoMoN	1,5	0,43	0,13	30
[RAN94]	Pr (FeCoMoN)	2-3	0,94	0,092	23,6
[CAD94]	SmCo	118	0,6	0,8	16
[LIN95]	NdFeB	$\leq 300$	3,27	1,0	195
[LIN95]	NdFeB	$\leq 300$	0,80	1,35	352
[LIN95]	SmCo	$\leq 300$	3,42	0,5	50
[LIN95]	SmCo	$\leq 300$	0,80	0,7	83

Tableau 2.5.5.1 Propriétés de certains aimants en couches minces.

La Fig. 2.5.5.1 donne deux exemples de la courbe d'aimantation d'un aimant déposé en couches minces.

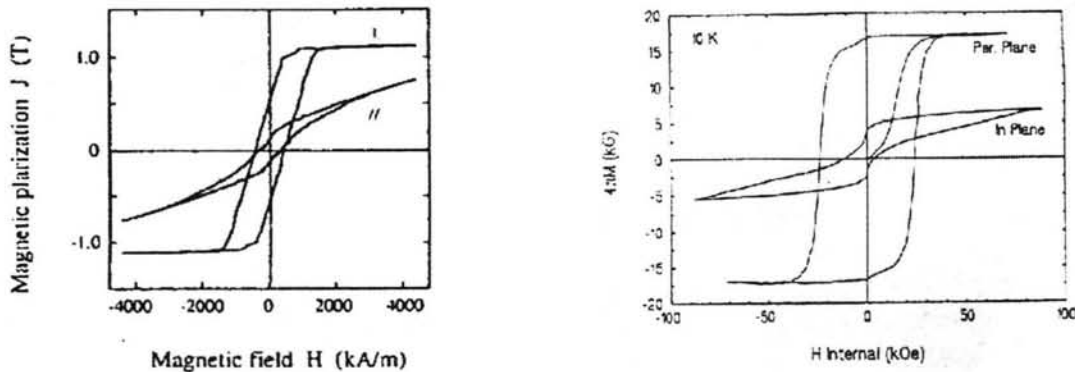


Figure 2.5.5.1 Aimantation des couches minces [ARA96, NAV94]

Nous signalons finalement que, ces couches ayant une taille proche de celle des domaines magnétiques, les cycles d'hystérésis en sont directement perturbés [GUC94a] et la performance magnétique de l'aimant qui en résulte est affectée.

### 2.5.6 Problématique géométrique liée aux aimants en couches

Qu'il s'agisse des aimants massifs ou des aimants moulés, il est possible de créer des pièces ayant des rapports de forme permettant d'optimiser la performance magnétique : par exemple, à surface transversale constante, un aimant à section proche du carré permet d'obtenir une force maximale [YON80]. Il n'en va pourtant pas de même pour les aimants déposés en couches minces : leurs épaisseurs demeurent très limitées (cf. *supra*, § 2.5.5) et de

grands rapports géométriques largeur/épaisseur se présentent. Nous allons donc voir dans la section suivante qu'une analyse plus fine de ces aimants sera nécessaire.

## 2.6 Le calcul d'un palier magnétique

### 2.6.1 Introduction

Le calcul d'un palier magnétique mène normalement à l'obtention des forces, des couples et des raideurs générés grâce à l'énergie magnétostatique du système. Dans ce paragraphe, nous présenterons différentes méthodes de calcul des forces et des raideurs d'un palier magnétique, en mettant en évidence leurs qualités et leurs limites. Nous verrons aussi que son calcul exige généralement la supposition d'un comportement linéaire de l'aimant, cette hypothèse sera raisonnablement vraie pour certains matériaux relativement récents (cf. *supra*, § 2.5).

### 2.6.2 Les études analytiques

#### a) Introduction

Même si la littérature concernant les paliers magnétiques est abondante, peu nombreuses sont les études purement analytiques de calcul des forces et des raideurs qui ont été développées [YON81, EBI86, FUR93] ; la plupart des travaux divulgués sont principalement consacrés à l'analyse dynamique des systèmes actifs [MUC98]. Une remarquable étude analytique des paliers magnétiques passifs fut menée au LEG par [YON80]. Deux méthodes de calcul, l'une approchée (présentée aussi dans [YON81]) et l'autre rigoureuse, y sont proposées. Tandis que la première approche s'est avérée trop grossière pour notre étude, l'étude rigoureuse que nous présentons demeure notre repère d'analyse des paliers magnétiques passifs.

Dans ces études, trois hypothèses simplificatrices sont généralement prises en compte :

1) La magnétisation des aimants est supposée constante et parfaitement rigide. Cette condition est réalisée en utilisant des aimants SmCo ou NdFeB ou bien des ferrites dures dans certains cas.

2) L'entrefer entre les aimants et toutes les dimensions dans un plan radial, restent petits vis-à-vis du rayon moyen du palier. Cette condition est valable pour la plupart des paliers magnétiques à aimants permanents. Il est alors possible de négliger la courbure des aimants, ce qui permet d'obtenir des expressions analytiques plus simples pour les forces.

3) L'épaisseur des aimants est supposée longue par rapport à l'entrefer. Par conséquent, les lignes de flux se situent dans des plans à section transversale, et le problème devient bidimensionnel.

Dans notre cas, où l'on souhaite utiliser des couches minces, l'entrefer entre les aimants en couches minces peut être en fait plus grand que leurs épaisseurs. La largeur de ces aimants pourrait aussi devenir importante par rapport à leur rayon. Deux conséquences importantes en découlent :

1) Les flux de fuites sont considérables.



2) La courbure des paliers ne peut plus être négligée.

Cependant, si l'on prend en compte ces considérations, le calcul devient très complexe. D'une part, la prise en compte des flux de fuites exige une certaine expérience dans le domaine.

D'autre part, la prise en compte de la courbure des aimants exige l'utilisation des intégrales de Legendre [YON80]. En effet, la symétrie cylindrique d'un centreur magnétique conduit, pour le calcul du champ créé par l'un des aimants, à sommer les contributions des charges magnétiques réparties circulairement. Le calcul du potentiel scalaire créé par une spire circulaire uniformément chargée fait intervenir l'intégrale de Legendre de première espèce. Le champ magnétique s'exprime à l'aide des intégrales de Legendre de première et de deuxième espèces. Le calcul complet est possible, par exemple, par résolution numérique. Ce mode de résolution reste difficile à exploiter, en particulier pour l'optimisation des dimensions d'un palier.

### b) Calcul analytique [YON80]

Dans ce calcul, les aimants sont supposés d'une aimantation infiniment dure, c'est à dire que cette aimantation est constante et insensible à toute action extérieure. Les aimants peuvent, donc, se représenter par une densité superficielle  $\sigma$  de masses magnétiques équivalentes dans le vide  $\sigma = \mathbf{J} \cdot \mathbf{n}$ , où  $\mathbf{n}$  est la normale à la surface de l'aimant (Fig. 2.6.2.1).

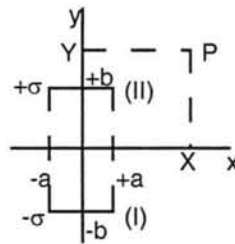


Fig. 2.6.2.1 Répartition des masses magnétiques

Le potentiel scalaire au point P est :

$$V_1 = \int_{-a}^a \frac{\sigma dx}{2\pi\mu_0} \ln \frac{r}{b} \quad (2.6.2.1)$$

L'énergie magnétostatique entre deux aimants est :

$$W_{12} = \int_{S_2} V_1 \sigma_2 dS_2 \quad (2.6.2.2)$$

Les forces exercées sont :

$$\vec{F}_{12} = - \text{grad } W_{12} \quad (2.6.2.3)$$

Pour un palier en répulsion (ou attraction) axiale (Fig. 2.6.2.2), la force est :

$$F_a = \frac{-J_1 J_2}{2 \mu_0} d_m [\varphi(0) - \varphi(h)]$$

$$\begin{aligned} \varphi(z) = & (2l+e) \ln\left[(2l+e)^2 + z^2\right] + e \ln\left[e^2 + z^2\right] - 2(l+e) \ln\left[(l+e)^2 + z^2\right] \\ & + 2z \left[ \arctan\left(\frac{2l+e}{z}\right) + \arctan\left(\frac{l}{z}\right) - 2 \arctan\left(\frac{l+e}{z}\right) \right] \end{aligned} \quad (2.6.2.4)$$

Et la raideur radiale :

$$k_r = \frac{-J_1 J_2}{4 \mu_0} d_m [\rho(0) - \rho(h)]$$

$$\rho(z) = \ln \frac{\left[ ((2l+e)^2 + z^2)(e^2 + z^2) \right]}{\left[ (l+e)^2 + z^2 \right]^2} \quad (2.6.2.5)$$

où

$J_1$  et  $J_2$  = polarisations des aimants 1 et 2

$\mu_0 = 4 \pi \cdot 10^{-7}$  Wb/Am

$d_m$  = diamètre moyen de la bague

$h$  = longueur de l'aimant

$l$  = épaisseur de l'aimant

$e$  = entrefer des bagues

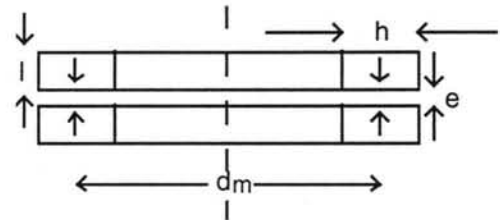


Figure 2.6.2.2 Palier en répulsion axiale

Nous rappelons que ce calcul est rigoureusement analytique. Les calculs effectués par cette méthode seront notre repère vis-à-vis des résultats obtenus par les autres méthodes.

### 2.6.3 La méthode des dipôles magnétiques en 3D [DEL93a]

Dipole3D est un logiciel de calcul analytique développé au LEG [DEL93a], qui discrétise la géométrie d'un aimant, quelle que soit sa complexité, en des aimants ponctuels, permettant ainsi de calculer les forces, raideurs et couples magnétiques générés entre des aimants permanents en 3D ; des conducteurs électriques pouvant aussi être pris en considération dans le calcul [GIL97].

Un aimant ponctuel de volume  $v_1$  et polarisation  $J_1$  (Fig. 2.6.3.1) crée un potentiel scalaire en tout point M :

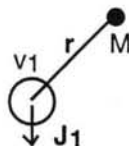


Fig. 2.6.3.1 Dipôles élémentaires

$$V_i(M) = \frac{v_i}{4\pi\mu_0} \frac{\vec{J} \vec{r}}{r^3} \quad (2.6.3.1)$$

Le champ magnétique extérieur est :

$$\vec{H}_1(M) = -\text{grad} V_1 \quad (2.6.3.2)$$

L'énergie d'interaction avec un second aimant ponctuel (Fig. 2.6.3.2) est :

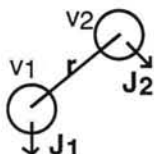


Fig. 2.6.3.2 Distribution des aimants

$$W_i = -\vec{J}_2 \vec{H}_1 v_2 \quad (2.6.3.3)$$

La force entre les aimants est :

$$\vec{F}_{12} = -\text{grad} W_i \quad (2.6.3.4)$$

La raideur magnétique est donc (cf. *supra*, éq. 2.4.2) :

$$\vec{k} = - \begin{bmatrix} \frac{dF_x}{dx} \\ \frac{dF_y}{dy} \\ \frac{dF_z}{dz} \end{bmatrix} \quad (2.6.3.5)$$

L'expression du couple est :

$$\vec{T}_{12}(M) = \vec{J}_2 v_2 \times \vec{H}_1(M) \quad (2.6.3.6)$$

Ces expressions découlent des interactions entre des volumes uniformément discrétisés. Les expressions finales intègrent ces valeurs sur la structure globale :

$$\vec{F}_{12} = \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} \vec{F}_{i \rightarrow j} \quad (2.6.3.7)$$

$$\vec{k}_{12} = \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} \vec{k}_{i \rightarrow j} \quad (2.6.3.8)$$

$$\vec{T}_{12} = \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} \vec{T}_{i \rightarrow j} \quad (2.6.3.9)$$

Dipole3D peut donc être utilisé dans des configurations fort complexes, telles que le calcul de la raideur radiale et angulaire d'un palier décentré ou incliné. Son application à des

géométries présentant d'importants rapports dimensionnels peut toutefois devenir très lourde et coûteuse.

#### 2.6.4 La méthode des dipôles magnétiques en 2D axisymétrique [FER99b]

Nous proposons ici une nouvelle approche de calcul des paliers à aimants permanents. Cette méthode, basée sur des considérations théoriques publiées en [YON81], nous permettra de réaliser une analyse très flexible des configurations axisymétriques.

##### a) Approche théorique [YON81]

Considérons un barreau infini d'aimantation rigide  $J_1$  (Fig. 2.6.4.1).

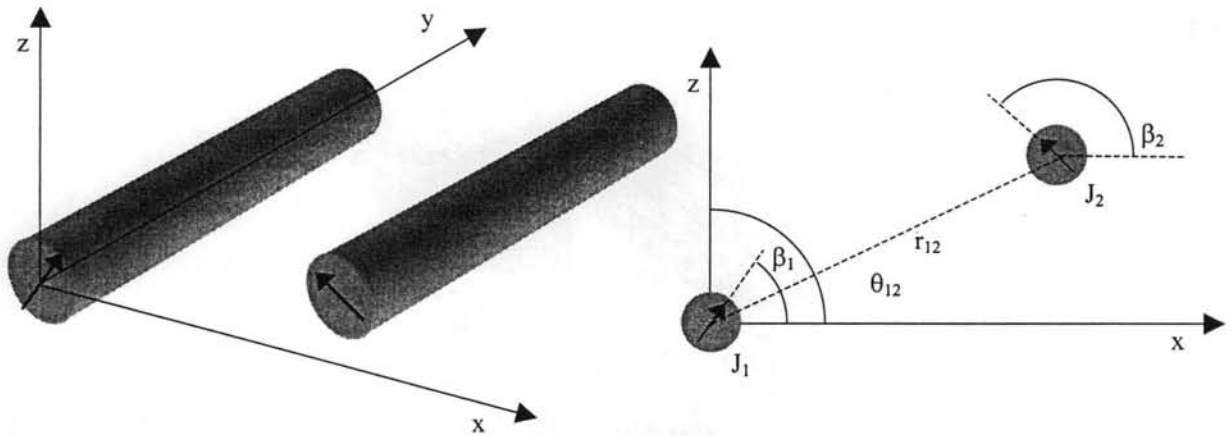


Fig. 2.6.4.1 Configuration de deux barreaux aimantés

Le champ magnétique qu'il crée en tout point est :

$$\vec{H}_1 = \frac{1}{2\pi\mu_0} J_1 \int_{S_1} \left[ \frac{\cos(\theta - \beta_1)}{r_{12}^2} \hat{r}_1 + \frac{\sin(\theta - \beta_1)}{r_{12}^2} \hat{\theta}_1 \right] dS_1 \quad (2.6.4.1)$$

L'énergie d'interaction avec un deuxième aimant de polarisation  $J_2$  est :

$$dW = -\vec{J}_2 \cdot \vec{H}_1 \cdot dv_2 \quad (2.6.4.2)$$

Soit, par unité de longueur :

$$\frac{W}{l} = \iint_{S_1, S_2} \frac{J_1 J_2}{2\pi\mu_0} \frac{-1}{r_{12}^2} \cos(\beta_1 + \beta_1 - 2\theta) dS_1 dS_2 \quad (2.6.4.3)$$

La première et la seconde dérivées de cette énergie par rapport à  $r$  donnent, respectivement, les expressions de la force et de la raideur axiales :

$$\frac{F_z}{l} = \iint_{S_1, S_2} \frac{J_1 J_2}{2\pi\mu_0} \frac{-2}{r_{12}^3} \sin(\beta_1 + \beta_1 - 3\theta) dS_1 dS_2 \quad (2.6.4.4)$$

$$\frac{k_z}{l} = \iint_{S_1, S_2} \frac{J_1 J_2}{2\pi\mu_0} \frac{6}{r_{12}^4} \cos(\beta_1 + \beta_1 - 4\theta) dS_1 dS_2 \quad (2.6.4.5)$$

**b) Modèle discret [FER99b]**

[YON81] avait obtenu, à partir des intégrales (2.6.4.4) et (2.6.4.5), de très simples expressions de calcul de force et de raideur magnétiques. Ces nouvelles expressions sont très utiles lorsque les dimensions du palier permettent de faire un nombre considérable de simplifications ; cette approche est aussi discutée dans [YON81].

Or, si ces aimants sont discrétisés, respectivement, en  $N_1$  et  $N_2$  éléments, ces intégrales peuvent s'exprimer par des sommations finies. Les éléments  $N_i$  et  $N_j$  sont définis ayant une section rectangulaire (Fig. 2.6.4.2).

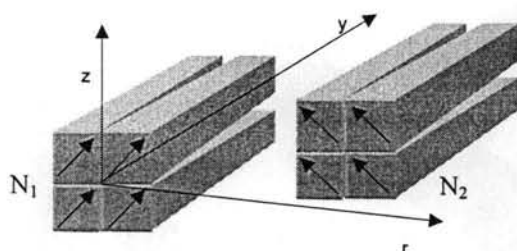


Fig. 2.6.4.2 Deux aimants discrétisés

Si, de plus, la courbure des bagues est négligée (Fig. 2.6.4.3 ; cf. discussion menée *supra*, § 2.6.2), nous pouvons proposer une configuration d'aimants axisymétrique :

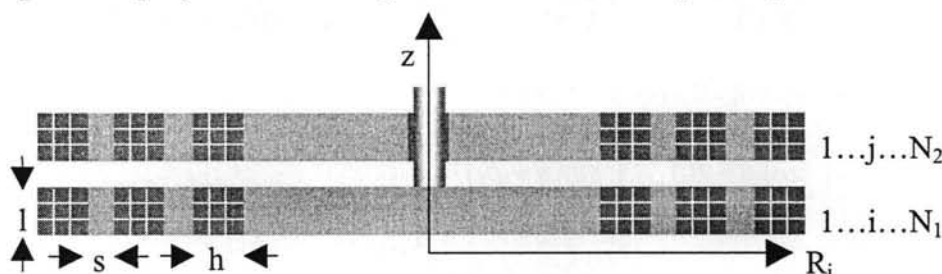


Fig. 2.6.4.3 Configuration d'aimants axisymétrique

Où  $l$  est l'épaisseur de l'aimant,  $h$  la longueur de l'aimant et  $s$  est la séparation entre deux bagues,  $R_i$  étant le rayon moyen de chaque élément d'aimant.

Le calcul des forces et des raideurs étant direct, les expressions (2.6.4.4) et (2.6.4.5) deviennent :

$$F_z = \sum_{S_i} \sum_{S_j} 2\pi R \frac{J_1 J_2 - 2}{2\pi\mu_0} \frac{1}{r_{ij}^3} \sin(\beta_1 + \beta_1 - 3\theta) \Delta S_i \Delta S_j \quad (2.6.4.6)$$

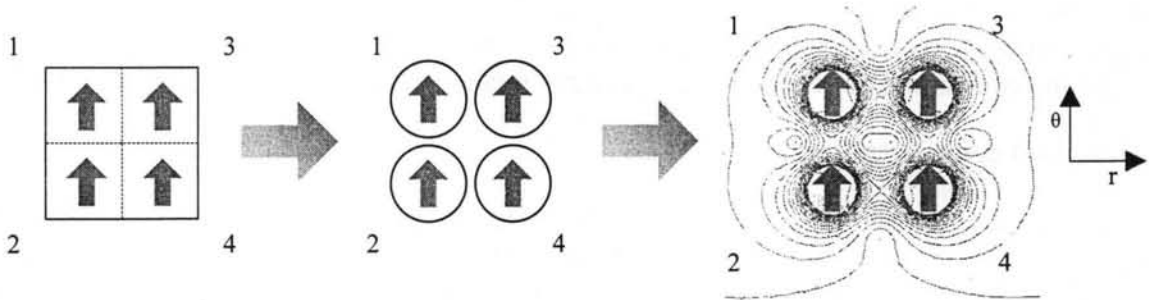
$$k_z = -2k_r = \sum_{S_i} \sum_{S_j} 2\pi R \frac{J_1 J_2}{2\pi\mu_0} \frac{6}{r_{ij}^4} \sin(\beta_1 + \beta_1 - 4\theta) \Delta S_i \Delta S_j \quad (2.6.4.7)$$

Toutefois, à partir du modèle théorique présenté dans [YON81], le calcul du champ magnétique dans les aimants n'avait auparavant pas été discuté. Ce calcul peut apparaître

légèrement plus compliqué que celui des forces et des raideurs. Le calcul du champ que crée un aimant dans son entourage est direct :

$$\vec{H}_{ext i} = \frac{1}{2\pi\mu_0} J_1 \sum_{S_{ij}} \left[ \frac{\cos(\theta - \beta_j)}{r_{ij}^2} \hat{r}_i + \frac{\sin(\theta - \beta_j)}{r_{ij}^2} \hat{\theta}_i \right] \Delta S_i \quad (2.6.4.8)$$

Néanmoins, le calcul du champ démagnétisant est plus délicat. En effet, un élément d'aimant subit, d'une part, l'action magnétique de tous les autres éléments du même aimant (Fig. 2.6.4.3).



a) un aimant massif... b) ...discretisé c) champ magnétique de l'ensemble

Fig. 2.6.4.3 Ensemble d'éléments d'un même aimant.

Les composantes de champ  $r$  et  $\theta$  de chaque élément produisent des effets opposés dans les éléments qui les entourent. Alors que l'élément 2 atténue le champ démagnétisant dans l'élément 1 ( $H_{21} = H_{21} r$ ), l'élément 3 l'accroît ( $H_{31} = H_{31} \theta$ ). L'élément 4 ne crée, en revanche, aucun effet sur le champ interne de l'élément 1 ( $H_{41} = 0$ ).

D'autre part, un élément d'aimant subit son propre champ démagnétisant : cette méthode, basée sur le modèle du dipôle magnétique, ne permet pas d'en faire le calcul. C'est pourquoi nous faisons appel à une autre méthode de calcul de champ. En effet, lorsque l'on analyse la section d'un aimant très long (Fig. 2.6.4.2), la seule géométrie bidimensionnelle qui permet d'obtenir un champ interne homogène est le cercle [YON80]. Si nous acceptons que la section carrée des éléments discrets est proche du cercle, nous pouvons aussi supposer que les éléments auront un champ interne homogène (Fig. 2.6.4.4). La valeur de ce champ interne homogène est exactement la moitié de la valeur de l'aimantation du matériau [YON80].



a) section carrée b) section circulaire

Fig. 2.6.4.4 Approximation de forme d'un élément d'aimant.

Nous avons, en conséquence :

$$\vec{H}_{dém1} = \begin{cases} \frac{1}{2\pi\mu_0} J_1 \sum_{s_{ii}} \left[ \frac{\cos(\theta - \beta_1)}{r_{i'i}^2} \hat{r}_i + \frac{\sin(\theta - \beta_1)}{r_{i'i}^2} \hat{\theta}_i \right] \Delta S_{i'} & i' \neq i \\ -\frac{\vec{J}_1}{2\mu_0} & i' = i \end{cases} \quad (2.6.4.10)$$

où  $i$  dénote l'élément analysé et  $i'$  dénote les autres éléments appartenant au même aimant.

Nous avons confronté cet outil avec les autres méthodes ; des résultats de grande précision peuvent être obtenus avec des discrétisations relativement modérées. Le principe physique de cette méthode étant le même que Dipole3D (calcul intégral analytique de dipôles magnétiques), il est donc normal que nous ayons retrouvé — à discrétisation équivalente — une bonne conformité de résultats entre ces deux méthodes (en pratique, d'environ 0,1 %).

### 2.6.5 Les éléments finis

La méthode des éléments finis permet de modéliser un très grand nombre de dispositifs physiques. Flux2D et Flux3D sont des logiciels développés au LEG [CED] qui modélisent des dispositifs électromagnétiques. Flux2D a été largement utilisé pour modéliser des aimants permanents en configuration axisymétrique. Grâce à cette méthode, une analyse fine des paramètres peut aisément être réalisée. Par le biais d'une interface graphique, l'on peut obtenir une représentation de la distribution spatiale des champs magnétiques. Le calcul des forces magnétiques est obtenu grâce au principe des travaux virtuels, en en donnant des résultats assez fiables.

Le calcul direct des raideurs magnétiques n'est toutefois pas possible, leur calcul indirect peut se réaliser en calculant la force magnétique pour deux positions proches et en obtenant le rapport des forces pour ces positions-là. Néanmoins, il est nécessaire de redéfinir le maillage pour chaque position et les erreurs numériques ainsi générées peuvent devenir aussi importantes que la différence réelle des forces.

## 2.7 Modélisation et Discussion

### 2.7.1 Introduction

Ce paragraphe comprend la plupart de l'analyse des paramètres physiques du palier réalisée dans cette étude. L'influence des propriétés géométriques (l'entrefer et la section de l'aimant) et magnétiques (le champ interne des aimants) sur la performance du palier est ici évaluée. Il nous permettra de proposer une configuration géométrique pour un palier magnétique miniature.

### 2.7.2 Ordres de grandeur

Pour mieux comprendre la taille des objets qui sont analysés, nous allons tout d'abord répertorier les dimensions que nous envisageons. Les résultats obtenus pourront donc être référés aux valeurs ci-dessous calculées.

Un rotor en aluminium (densité  $\rho = 2,3$  g/ml), en forme de disque, de taille  $\varnothing 20$  mm x 0,5 mm ( $157$  mm<sup>3</sup>) est proposé pour nos calculs. Son poids est de 3,6 mN.

Le moment d'inertie du rotor n'a guère d'intérêt pour le calcul statique d'un palier magnétique. Par contre, il devient très important pour l'analyse dynamique aussi bien de la suspension que du micromoteur. Alors, la matrice tensorielle du moment d'inertie d'un cylindre homogène est [BER76] :

$$\|I_o\| = \begin{bmatrix} M\left(\frac{R^2}{4} + \frac{H^2}{12}\right) & 0 & 0 \\ 0 & M\left(\frac{R^2}{4} + \frac{H^2}{12}\right) & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2}MR^2 \end{bmatrix} \quad (2.7.2.1)$$

Pour un disque plat, cette expression devient simplement :

$$J = \frac{1}{2}MR^2 \quad (2.7.2.2)$$

Soit,  $J = 1,8 \cdot 10^{-8} \text{ kg m}^2$  pour notre disque. L'insertion des aimants dans les rotors ne modifie guère ces valeurs, dont l'intérêt essentiel est l'ordre de grandeur. L'analyse dynamique d'un ensemble moteur—suspension sera proposée dans le chapitre 3, au § 3.14.

En pratique, une valeur minimale de l'entrefer doit être définie. Nous avons donc choisi  $100 \mu\text{m}$ . Cette valeur reste assez compatible avec les limites de fabrication millimétrique ; elle serait toutefois trop grande dans un dispositif proprement microscopique. Par ailleurs, même dans les grands dispositifs, l'entrefer dépasse rarement quelques dixièmes de mm.

En l'absence de charge, les forces subies par le palier sont, en fait, restreintes au poids du rotor. Pour nous laisser une marge de manœuvre, et pour assurer la lévitation, un coefficient de surdimension est pris en compte ; une force du double de la valeur du poids, donc environ  $7 \text{ mN}$ , sera souhaitée. Toutefois, lorsqu'un palier est conçu pour soutenir un actionneur, les forces axiales et radiales (en cas de dissymétrie) qu'il génère doivent être prises en compte. Nous savons aussi (cf. *supra*, § 2.4.5 ; *infra*, chapitre 3, § 3.8) que la suspension doit encore assurer la stabilité du moteur.

Les différentes raideurs d'un palier magnétique ont déjà été définies. Il ne suffit évidemment pas d'avoir une raideur positive dans les degrés de liberté contrôlés par les aimants ; il faut encore que ces raideurs soient assez grandes pour assurer le bon fonctionnement du système. Il est donc intéressant d'en donner quelques ordres de grandeur. Nous rappelons que, dans un système en équilibre, il n'existe ni forces déstabilisantes ni de rappel ; la condition de stabilité ou instabilité ne se présente que lorsqu'une force externe est appliquée au système.

Nous pouvons esquisser certains repères pour la conception du palier. Si nous voulons qu'une force axiale donnée (par exemple, égale au poids du rotor :  $3,6 \text{ mN}$ , voir Fig. 2.7.2.1) génère un déplacement donné (par exemple, la moitié de la valeur de l'entrefer :  $50 \mu\text{m}$ ) le palier doit assurer une certaine raideur axiale (soit  $72 \text{ N/m}$ ).



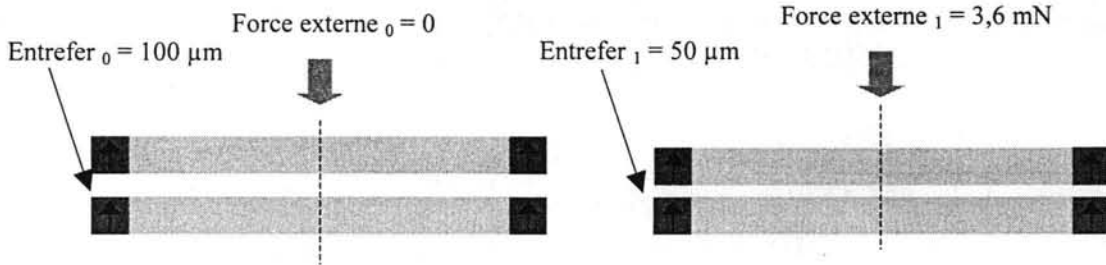


Fig. 2.7.2.1 Estimation de la raideur axiale

Pour qu'un couple donné (par exemple, une force égale au poids du rotor : 3,6 mN fois une distance égale à son rayon : 10 mm, soit 36  $\mu\text{Nm}$ ) crée une variation angulaire donnée (par exemple 0,005 rad, afin que l'entrefer ne soit en aucun point inférieur à 50  $\mu\text{m}$ ), la raideur angulaire doit valoir 0,0072 Nm/rad.

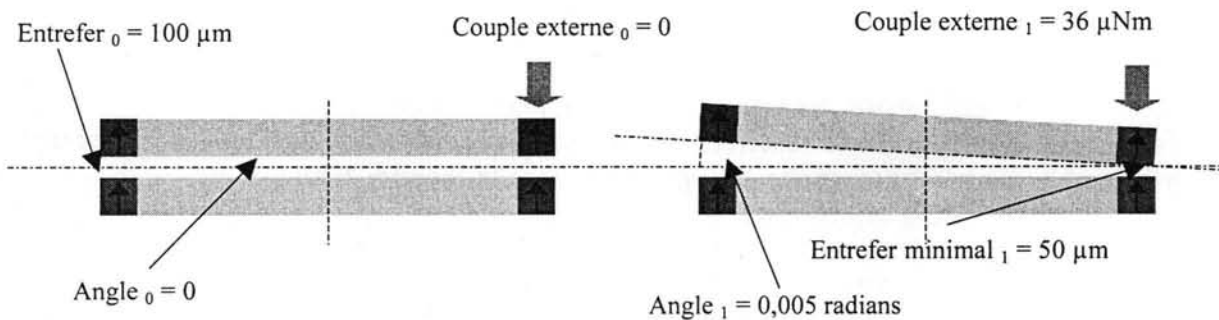


Fig. 2.7.2.2 Estimation de la raideur angulaire

Ces valeurs nous donnent donc une première estimation de la taille des grandeurs physiques du système. Ce sera le cahier des charges de la suspension — par exemple, les forces et instabilités créées par le moteur — qui déterminera plus précisément la valeur de ces grandeurs. Nous y reviendrons dans le chapitre 3.

### 2.7.3 Considérations sur les modélisations

Nous avons confronté les outils de calcul et de modélisation déjà introduits au § 2.6 ; nous pouvons analyser les résultats obtenus. En effet, alors que dans des cas types les résultats sont bien semblables, des divergences importantes apparaissent dans certains cas spécifiques. Nous avons constaté que des expressions analytiques trop simplifiées ne donnent de bons résultats que pour certaines géométries, car d'importantes considérations géométriques simplificatrices ont été supposées (cf. *supra* § 2.6.2). Une première approche de la grandeur des forces magnétiques a aussi été réalisée. Par exemple, les résultats ont montré que les forces exercées par les aimants massifs sont excessives, leurs dimensions minimales étant encore trop encombrantes.

Les expressions analytiques ont été bien utilisées dans plusieurs cas. La facilité de mise en œuvre de ces expressions permet de réaliser rapidement un grand nombre de calculs. Pourtant, l'association de couronnes d'aimant ne peut être réalisée. Par conséquent, nous n'avons utilisé ces expressions que pour l'analyse géométrique d'un seul couple de bagues.

Le logiciel Dipole3D permet parfaitement de modéliser des paliers magnétiques à aimants permanents. Pourtant, une contrainte importante apparaît. Dans la modélisation des couches minces, des géométries très fines et étendues sont proposées. Cela exige une discrétisation bien fine. Par exemple, pour un palier  $\varnothing 20$  mm réalisé en couches minces, le rapport épaisseur / périmètre est  $10 / 63000$  ; le nombre de calculs dépendant du nombre de dipôles de chaque palier et de leur produit. Le temps et la mémoire de calcul requis sur Dipole3D peuvent donc devenir prohibitifs lorsque des couches minces sont modélisées.

L'utilisation des éléments finis 2D permet d'envisager un grand nombre de possibilités. Grâce à cette flexibilité, cet outil est devenu très important dans la modélisation des couches minces. Toutefois, lorsque l'un des paramètres géométriques est changé, le maillage change aussi. La modification du maillage peut, elle-même, générer d'importantes erreurs numériques ; il s'agit du bruit numérique lié à la discrétisation. Cette contrainte peut partiellement être surmontée en modifiant la région assignée à chaque élément, sans modifier sa géométrie.

Un palier magnétique constitue un système magnétostatique bidimensionnel axisymétrique. En plus, pour certaines modélisations, la symétrie des deux disques permet de n'en considérer qu'un (Fig. 2.7.3.1). Un domaine infini doit par contre être pris en compte, car il n'y existe aucun circuit magnétique.

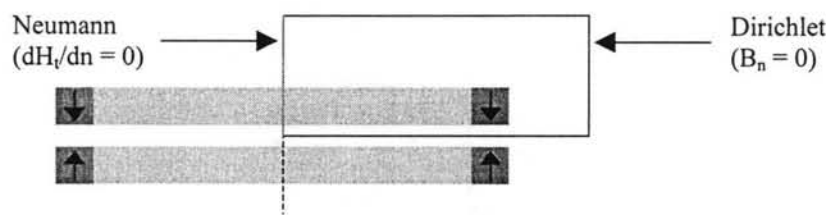


Fig. 2.7.3.1 Analyse sur FLUX2D

## 2.7.4 Analyse des paramètres : étude des forces et des raideurs

### a) Introduction

Nous avons noté, au § 2.5, que des aimants à section proche du carré sont couramment utilisés dans les dispositifs macroscopiques. Les dimensions du palier peuvent parfois devenir encombrantes et un compromis entre la conception optimale et les contraintes de fabrication et d'implémentation est souvent nécessaire. Lorsque l'on travaille avec des matériaux limités en propriétés ou en dimensions, ce compromis devient capital. C'est pourquoi, après avoir discuté des forces générées par les aimants présentés au § 2.5, nous regarderons ce qui se passe lorsque les paramètres du palier sont modifiés.

### b) Aimants massifs et aimants moulus

Comme il a déjà été mentionné, les aimants massifs ne semblent avoir guère d'intérêt dans les microsuspensions (pour les configurations discoïdales que nous analysons). Les aimants massifs les plus petits ont donc des dimensions typiques d'environ  $200$  à  $500$   $\mu\text{m}$  et leurs aimantations restent de l'ordre du tesla. Or, un palier de  $\varnothing 20$  mm et de section  $200$   $\mu\text{m}$  x  $200$   $\mu\text{m}$ , polarisation  $0,85$  T, génère une force de  $633$  mN, donc largement excédentaire par rapport aux forces recherchées. Un tel palier servirait en revanche pour soutenir un moteur relativement lourd ou présentant d'importantes forces d'attraction ; nous en parlerons au chapitre 3 (cf. *infra*, § 3.9.7). Même si l'on peut évidemment obtenir des aimants à faible

rémanence, la fabrication et le montage du palier — soit d'une bague frittée, soit de plusieurs segments assemblés — peuvent devenir très fastidieux.

En revanche, une paire de bagues aisément moulées avec des aimants en poudre, de section  $100\ \mu\text{m} \times 100\ \mu\text{m}$ , polarisation  $0,2\ \text{T}$ , génère une force de  $7,7\ \text{mN}$ , la raideur axiale étant de  $112\ \text{N/m}$ .

*c) Aimants en couches minces*

Tout autrement, la figure 2.7.4.1 nous montre qu'une couche mince d'aimant, d'épaisseur  $10\ \mu\text{m}$  et de magnétisation  $0,3\ \text{T}$ , n'atteint jamais la force souhaitée, quelle que soit la largeur de la couche.

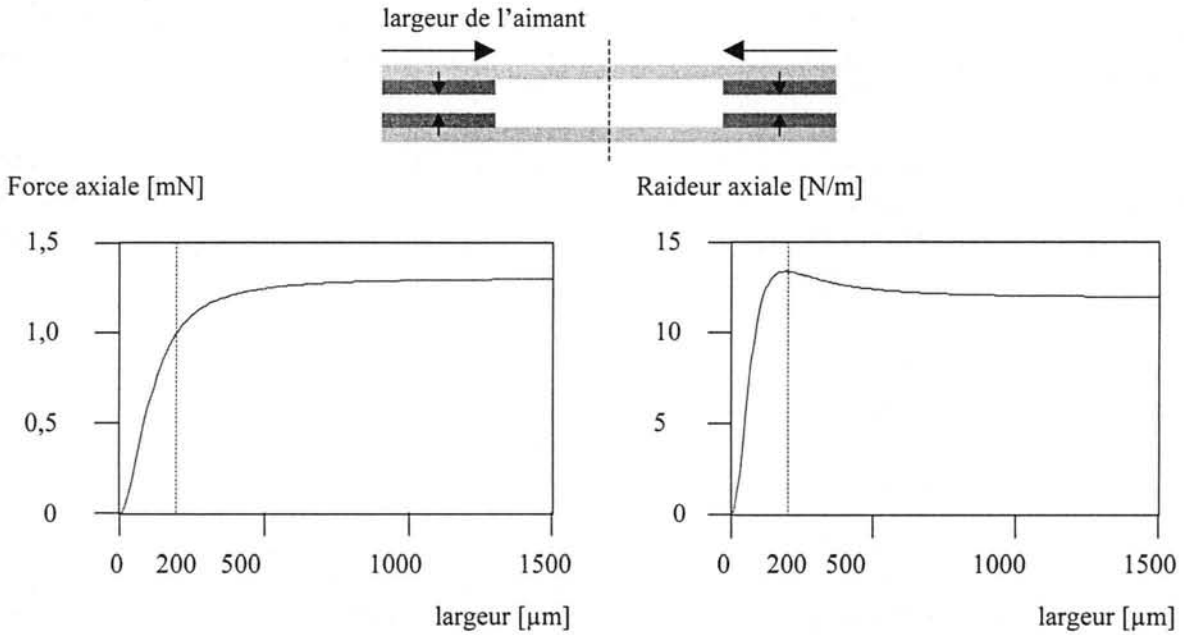


Figure 2.7.4.1 Analyse de la force et de la raideur créées par un aimant en couche mince

Pour la première partie de la courbe (jusqu'à  $200\ \mu\text{m}$ ), aussi bien la force que la raideur augmentent linéairement avec la largeur. Pourtant, aucun incrément ne peut être obtenu au-delà de cette limite. Un rapport largeur – épaisseur trop important, dû à la forme plane de l'aimant, limite fortement le gradient du champ magnétique et, en conséquence, la création des forces. Pour un aimant très large, le facteur démagnétisant acquiert la valeur de la magnétisation de l'aimant, et l'induction ne subsiste qu'aux extrémités de l'aimant. Plus particulièrement, un aimant ayant une faible anisotropie peut partiellement ou entièrement être démagnétisé. Il faut donc trouver une limite optimale pour la largeur de l'aimant. Etant donné qu'une couche étendue n'est pas capable de fournir d'assez bonnes performances, nous proposons de fragmenter la couronne continue en plusieurs bagues en disposition concentrique (Fig. 2.7.4.2).

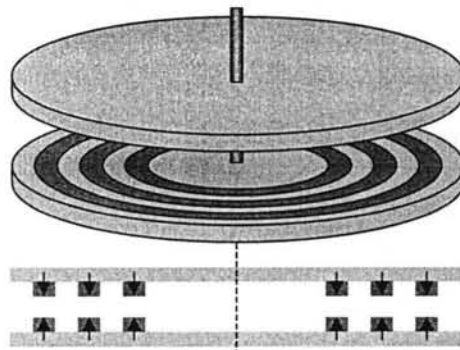


Figure 2.7.4.2 Modèle d'une couche d'aimant déposée en couronnes concentriques

Ces couronnes concentriques permettent le retour des lignes de flux, grâce à l'entrefer ainsi créé entre elles. La force maximale qu'une seule couronne peut générer est ainsi quasiment multipliée par le nombre de couronnes présentes. La figure 2.7.4.3 montre la sensibilité de la force lorsque la séparation de ces couronnes varie.

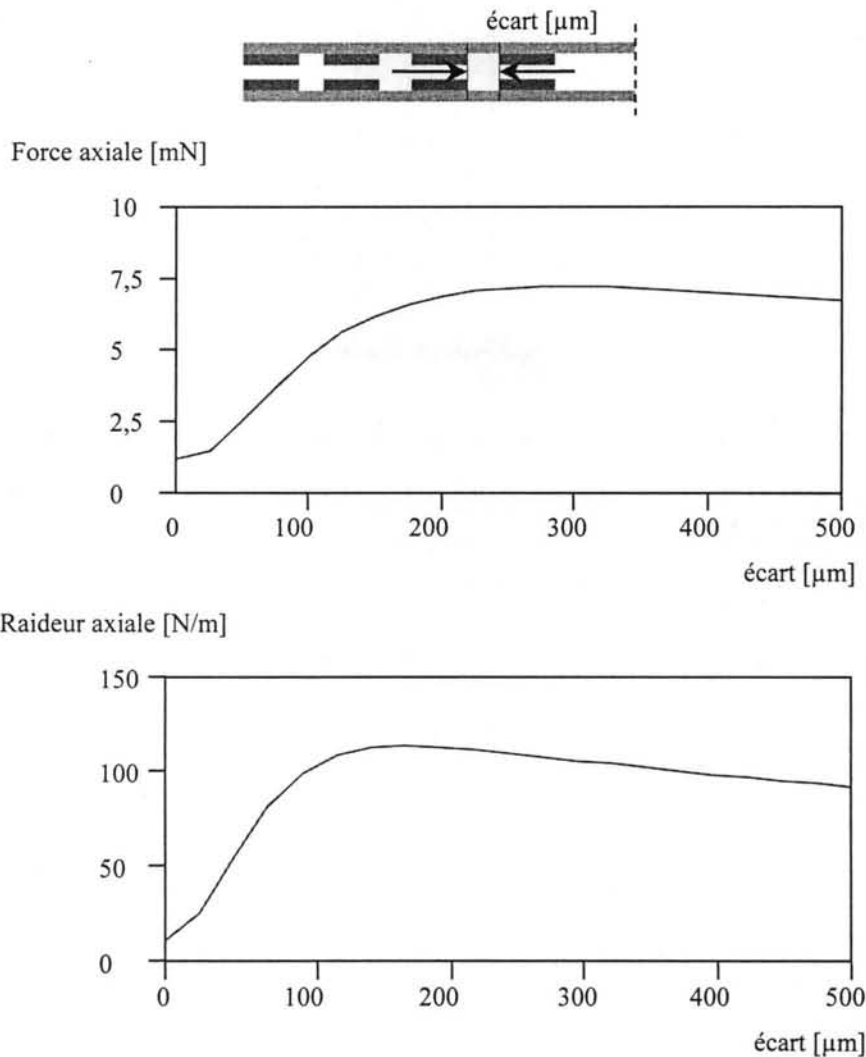


Fig. 2.7.4.3 Analyse de la force et de la raideur créées par une association de 10 couronnes concentriques ( $h$  200  $\mu\text{m}$  x  $l$  10  $\mu\text{m}$ ,  $e$  = 100  $\mu\text{m}$ )

Une force maximale de 7,23 mN est ainsi atteinte, la raideur étant de 106 N/m. De même, à la raideur maximale de 113 N/m correspond une force de 6,63 mN.

Ces courbes montrent aussi qu'il existe une valeur optimale de séparation entre les couronnes. En fait, la configuration du palier doit être optimisée en tenant compte de plusieurs paramètres, tels que le nombre de couronnes, la surface qu'elles occupent, la quantité d'aimant utilisé, ... L'optimisation d'un palier magnétique sera approfondie au § 2.8.

**d) Une remarque sur l'entrefer**

Pour deux aimants ponctuels, les forces magnétiques varient en  $r^3$  et les raideurs en  $r^4$ . Pour un palier macroscopique, l'entrefer est très petit par rapport à la section des aimants et le système travaille dans une zone où les forces et les raideurs sont importantes. La figure 2.7.4.4 montre la performance d'un palier Ø 10 cm et section 5 mm x 5 mm, dont l'entrefer réel est de 1 mm.

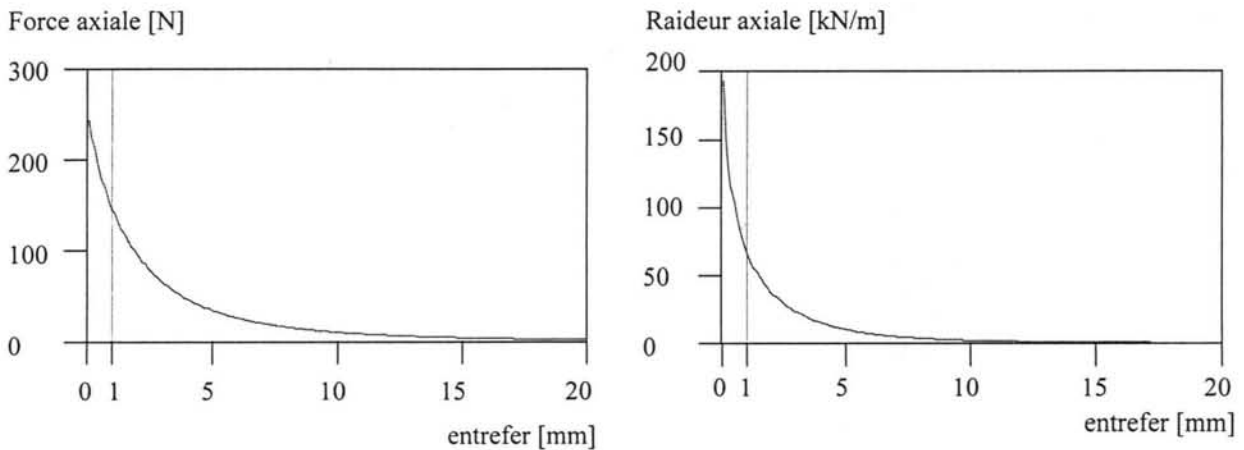


Fig. 2.7.4.4 Forces et raideurs dans un palier Ø 10 cm.

*A contrario*, pour un palier miniature, un entrefer de 100 µm est bien élevé par rapport à l'épaisseur de l'aimant. La figure 2.7.4.5 montre que le système ici étudié travaille dans une zone où les forces et les raideurs demeurent faibles.

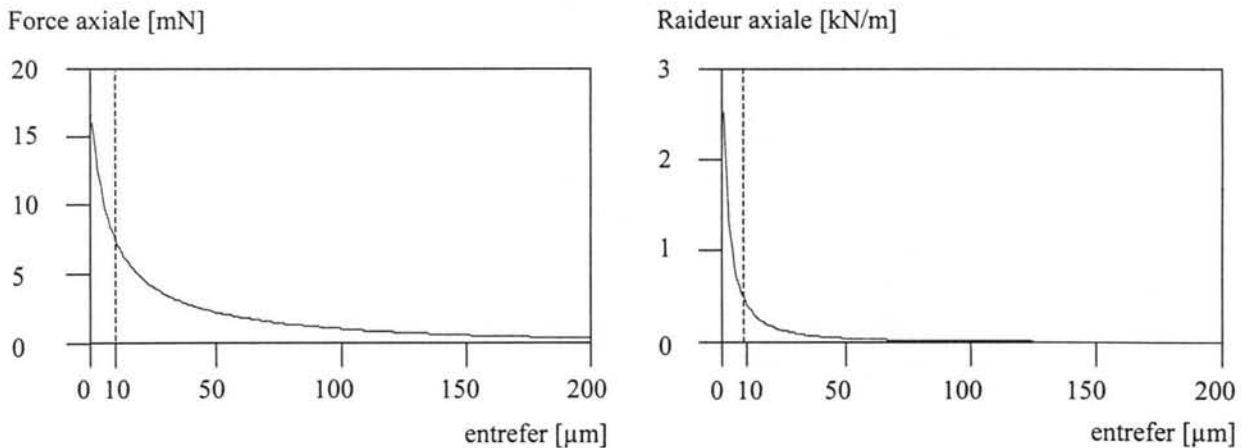


Fig. 2.7.4.5 Forces et raideurs dans un palier à aimants en couches minces.

Pour mieux utiliser les aimants, il faudrait fixer l'entrefer à environ 10  $\mu\text{m}$ . Cette valeur ne dépend, en fait, que de la précision de la fabrication, ainsi que d'une bonne connaissance des propriétés de l'aimant. Le choix que nous avons fait, un entrefer valant 100  $\mu\text{m}$ , nous permet — aux dépens d'une plus mauvaise utilisation du matériau magnétique — d'assurer une bonne performance du palier, tout en gardant une certaine marge d'erreur. Ce choix permet aussi d'épargner les aimants — lorsque les sens de leurs aimantations sont opposés — de la présence d'un trop fort champ extérieur.

### 2.7.5 Analyse des paramètres : étude des champs magnétiques

#### a) Introduction

L'étude d'un palier magnétique miniature en vue d'obtenir sa performance optimale a été effectuée au § 2.7.4. Cette approche suppose que les aimants ont une aimantation parfaitement rigide. Pourtant, cette hypothèse n'est en général valable que si les aimants ont un cycle d'hystérésis carré et si le champ démagnétisant n'est pas trop important. Cela n'est donc pas nécessairement vrai pour des aimants en couches minces, là où d'importants facteurs de forme et de piètres performances magnétiques peuvent apparaître. Nous avons aussi montré que le choix de la configuration joue un rôle très important dans le champ interne de l'aimant. Nous regarderons, en conséquence, quelles sont les limites et les possibilités, imposées par le champ magnétique interne, qu'apparaissent dans un aimant en couches minces.

#### b) Comment calculer le champ interne d'un aimant

Les systèmes qui fonctionnent en attraction voient un champ démagnétisant maximal quand l'entrefer est très grand, c'est-à-dire avant que les pièces ne soient montées. Au contraire, pour un système fonctionnant en répulsion, la valeur du champ démagnétisant est maximale lorsque les aimants sont en contact ; en effet, le champ démagnétisant  $\mu_0 H_d$  atteint la valeur de la polarisation  $J$  au voisinage de la surface de contact [YON80].

Le champ interne d'une couronne d'aimant a deux composantes, perpendiculaire et parallèle à son aimantation  $\mathbf{J}$ . Alors que la composante perpendiculaire du champ peut provoquer une légère rotation de l'aimantation, la composante parallèle peut, elle seule, retourner la polarisation et provoquer une désaimantation locale de l'aimant. En pratique, si les cristallites élémentaires des aimants ne sont pas parfaitement alignées, le comportement des aimants devient beaucoup plus complexe [YON80].

C'est pourquoi il est nécessaire de vérifier si l'aimant peut résister à cette action sans se démagnétiser. L'aimant doit conséquemment, en tout point, satisfaire le critère suivant :

$$\frac{\mu_0 H_i}{J} < \frac{\mu_0 H_e}{J} \quad (2.7.5.1)$$

$H_i$  étant le champ inverse maximum permis dans le matériau.

Il a été montré, au § 2.5.2, que le champ interne subi par un aimant est égal à la somme des champs démagnétisant et externe, soit  $\mathbf{H}_i = \mathbf{H}_d + \mathbf{H}_e$ . Ces deux grandeurs peuvent être calculées, que ce soit analytiquement ou numériquement (par exemple, grâce au potentiel scalaire,  $\mathbf{H} = -\text{grad } V_1$ ).

La Fig. 2.7.5.1 montre la variation du champ interne dans l'aimant très large analysé au § 2.7.4.

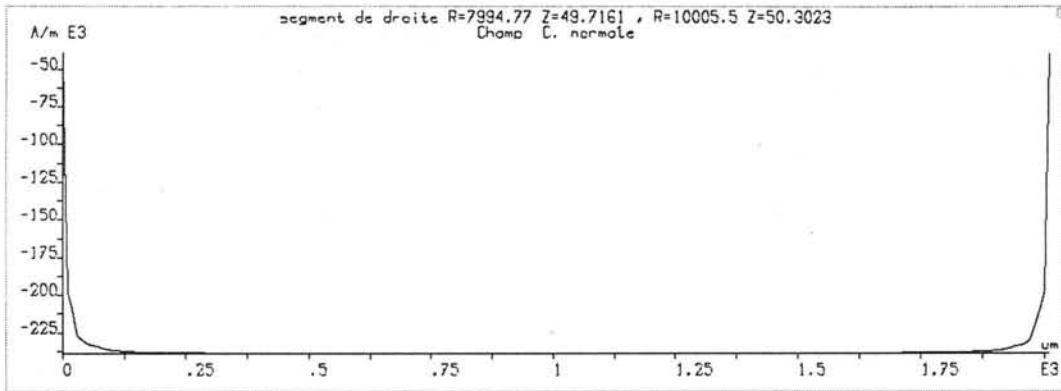


Fig. 2.7.5.1 Valeur du champ interne dans un aimant très large (2 mm) en couche mince.

L'aimant subit donc un champ interne qui atteint, à environ 250  $\mu\text{m}$  de ses extrémités, la valeur de l'induction (239 kA/m, soit 0,3 T). Pour avoir un champ magnétique au plus égal à 200 kA/m (0,25 T), la largeur de la couche d'aimant ne doit pas dépasser les 15  $\mu\text{m}$ . Les contraintes de conception fixées par les limites magnétiques de l'aimant peuvent, en conséquence, être bien plus importantes que celles associées à l'optimisation des forces et des raideurs.

Un exemple du champ interne subi par un ensemble de couronnes concentriques est montré dans la Fig. 2.7.5.2. Un champ magnétique nul est visible dans les zones libres de matière aimantée. Le champ interne atteint une valeur maximale de 230 kA/m (0,29 T). Un aimant présentant un cycle d'aimantation "carré" peut conséquemment subir ce champ magnétique.

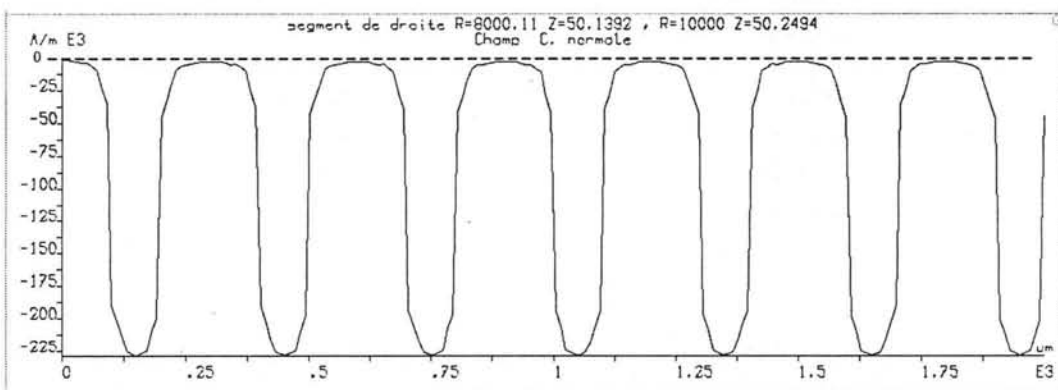


Fig. 2.7.5.1 Valeur du champ interne dans un aimant découpé en motifs concentriques (largeur 200  $\mu\text{m}$ ) en couche mince.

Il est évident que le critère du champ interne doit s'ajouter aux critères de force et de raideurs que nous avons présentés au § 2.7.4. Or, lors même de ces analyses, encore faut-il vérifier si l'hypothèse d'aimantation constante est toujours valable. Autrement, l'analyse devrait considérer la non-linéarité des matériaux.

### **2.7.6 Conclusion**

Dans ce paragraphe, nous avons étudié la plupart des paramètres physiques d'un palier magnétique miniaturisé. Nous avons réalisé une première analyse des forces et des raideurs magnétiques, suivie d'une analyse des champs magnétiques dans les aimants. Ces deux analyses ont démontré, d'une part, que les aimants massifs — très encombrants — génèrent des forces trop importantes pour une telle application. D'autre part, nous avons constaté que les aimants en poudre sont bien adaptés pour des applications millimétriques.

Finalement, nous avons mis en relief l'intérêt que porte le découpage des couches magnétiques minces en couronnes concentriques, validant ainsi leur application aux paliers magnétiques dans les petites échelles. L'étendue des possibilités de conception pour une configuration en couronnes concentriques est à la base de l'étude d'optimisation que nous présentons dans le paragraphe suivant.

## **2.8 Optimisation d'un palier magnétique miniature**

### **2.8.1 Introduction**

Nous avons constaté, au § 2.7.4, que la géométrie d'un palier magnétique en couronnes concentriques se prête tout naturellement à une étude d'optimisation. Même si plusieurs configurations nous donnent une valeur cherchée (par exemple, la force de lévitation), elles n'ont pas toutes le même comportement (raideurs, champ interne, volume d'aimant, ...). Comment obtenir une configuration magnétique qui satisfasse, voire qui optimise, plusieurs contraintes simultanées ?

Le développement d'une nouvelle méthode analytique de calcul de paliers magnétiques, souple et puissante (cf. *supra*, § 2.6.4), nous motiva à créer une liaison de travail avec l'équipe Conception et Diagnostique Intégrés (CDI) du LEG. Cette équipe a développé une nouvelle méthodologie d'optimisation, appelée Pascosma, que nous présenterons brièvement. Nous proposerons ensuite un modèle analytique d'optimisation de paliers magnétiques. Finalement, nous ferons état de quelques exemples mettant en relief l'intérêt de cette nouvelle étude [FER99b].

### **2.8.2 Pascosma : Une nouvelle approche de CAO**

Une nouvelle méthodologie de conception assistée par ordinateur (CAO) a récemment été développée au LEG. Etant donné que Pascosma est largement discuté dans [WUR96] et que l'approfondissement dans cette méthodologie échappe aux objectifs de notre recherche, nous n'en faisons qu'une sommaire présentation.

Dans cette méthodologie, un problème de conception sous contraintes est reformulé comme un problème de minimisation sous contraintes. Un modèle analytique du dispositif est ici nécessaire. Par le biais du calcul symbolique, ainsi que de la programmation automatique, Pascosma génère un logiciel de conception. Deux programmes, l'un d'analyse et l'autre de sensibilité, sont créés automatiquement et liés avec un algorithme d'optimisation de type gradient ; les contraintes de conception sont dès lors prises en compte.

Les contraintes d'entrée et une fonction objectif sont définies pour la conception du dispositif. Les contraintes géométriques d'un palier magnétique, comme la largeur et le



nombre des couronnes ou l'espace entre elles, deviennent donc les contraintes de conception. *A contrario*, les maxima ou minima des valeurs globales, telles que le champ interne, les forces ou les raideurs, deviennent l'objectif recherché.

### 2.8.3 Un modèle analytique pour l'optimisation

Un nombre relativement important de paramètres du palier magnétique a été défini dans PascoSma, afin de maximiser les possibilités de conception. Le modèle physique est basé sur un motif répétitif qui permet de tenir compte du nombre de couronnes et de leur géométrie, chacun des deux disques étant analysé de façon indépendante. De même, afin d'obtenir l'égalité de ces paramètres lors du processus d'optimisation, des variables auxiliaires ont aussi été définies.

Un bilan des dimensions et de la masse des aimants, ainsi que des forces — de sustentation et gravitationnelle — est réalisé à chaque processus d'optimisation. Nous allons donc appliquer cette méthodologie à trois exemples pratiques d'optimisation.

### 2.8.4 L'optimisation de paliers magnétiques miniatures

#### a) Maximiser la raideur magnétique

Une façon relativement simple d'optimiser un palier magnétique consiste à maximiser ses raideurs, tout en respectant une force donnée, telle que la force de sustentation. Pour l'exemple étudié dans les derniers paragraphes (cf. *supra*, § 2.7.2 et 2.7.4), le système exposé dans le tableau 2.7.6.1 nous donne la configuration optimale.

Contraintes d'entrée	Paramètres de sortie	Valeurs Globales
$\varnothing_{\text{ext}} = 20 \text{ mm}$	nombre de couronnes = 16	$F_z = 7,5 \text{ mN}$
$\varnothing_{\text{int}} > 15 \text{ mm}$	largeur $h = 62,6 \text{ }\mu\text{m}$	$k_z = 264,0 \text{ N/m}$
épaisseur $l = 25 \text{ }\mu\text{m}$	espace $s = 92,2 \text{ }\mu\text{m}$	$k_r = -132,0 \text{ N/m}$
entrefer $e = 100 \text{ }\mu\text{m}$		
$J_1 = J_2 = 0,3 \text{ T}$		
$7,0 < F_z < 7,5 \text{ mN}$		

Tableau. 2.8.4.1 Données du palier et résultats obtenus.

#### b) Assurer la stabilité d'un moteur magnétique

Nous avons vu, au § 2.4.5, que la stabilité d'un moteur à palier magnétique doit être assurée en toute condition d'opération. La stabilité du palier doit être, autant que possible, supérieure à l'instabilité du moteur, tout en garantissant un entrefer souhaité. Nous avons donc :

$$F_{\text{palier}} - mg_{\text{moteur}} - F_{\text{moteur}} = 0 \quad (2.8.4.1)$$

$$k_{z \text{ palier}} + k_{z \text{ moteur}} > 0 \quad (2.8.4.2)$$

Le poids du moteur est considéré constant. En revanche, ainsi bien la force d'attraction que l'instabilité dues au moteur sont variables ; elles dépendent de la valeur de l'entrefer. Pour cet exemple, l'entrefer vaut  $100 \text{ }\mu\text{m}$ . D'une façon plus générale, le modèle sur PascoSma retrouve

automatiquement le bilan des forces et des raideurs lorsque l'entrefer varie. Le tableau 2.8.4.2 donne les spécifications et les contraintes du système étudié :

Moteur	Palier
$\varnothing_{\text{ext}} = 14 \text{ mm}$	$\varnothing_{\text{int}} > 15 \text{ mm}$
entrefer $e_{\text{moteur}} = 100 \text{ }\mu\text{m}$	$\varnothing_{\text{ext}} < 17 \text{ mm}$
poids = 8,2 mN	épaisseur < 300 $\mu\text{m}$
$F_{\text{moteur à } 100 \text{ }\mu\text{m}} = 12,1 \text{ mN}$	entrefer $e_{\text{palier}} = 260 \text{ }\mu\text{m}$
$F_{\text{totale à } 100 \text{ }\mu\text{m}} = 22,7 \text{ mN}$	$J_1 = J_2 = 0,4 \text{ T}$
$k_z_{\text{moteur à } 100 \text{ }\mu\text{m}} = - 89,1 \text{ N/m}$	$F_z = 22,7 \text{ mN}$
	$k_z > 89,1 \text{ N/m}$

Tableau. 2.8.4.2 Spécifications du palier et résultats obtenus.

Nous avons analysé le système pour plusieurs cas où le nombre de couronnes varie. Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau 2.8.4.3.

Nombre de couronnes	$h$ [ $\mu\text{m}$ ]	$l$ [ $\mu\text{m}$ ]	$s$ [ $\mu\text{m}$ ]	$\varnothing_{\text{moyen}}$ [mm]	$k_z$ [N/m]
1	190	152	—	16,1	155,3
2	166	125	417	15,1	187,1
3	136	145	170	15,1	129,5

Tableau. 2.8.4.3 Spécifications du palier et résultats obtenus.

Les meilleurs résultats (raideur maximale) sont obtenus avec deux paires de couronnes. Pour la configuration à trois paires de couronnes, l'écartement entre elles n'est pas suffisant et le palier devient moins performant (cf. *supra*, § 2.7.4, voir Fig. 2.7.4.3). La première configuration (une seule paire de couronnes) représente le cas où une bonne performance s'associe à une structure simple.

Nous rappelons finalement que cette analyse a été simplifiée, n'ayant pour but que la validation de notre étude d'optimisation. Une analyse de stabilité plus détaillée, où le comportement de la suspension vis-à-vis du moteur est expliqué, sera proposée au chapitre 3, § 3.8.

### c) *Minimiser le volume d'aimant*

Les bons aimants permanents sont des matériaux chers. Leur utilisation peut considérablement incrémenter le prix de revient d'un produit. C'est, en elle-même, une raison suffisante pour justifier la recherche du volume minimal d'aimant dans un produit. Mais encore, il apparaît parfois nécessaire de minimiser la taille d'un dispositif miniature. En effet, lorsque certaines caractéristiques mécaniques, telles que le poids ou l'inertie, gênent le bon fonctionnement du dispositif, une étude de dimensionnement devient indispensable. Tel fut le cas d'une valve cardiaque à aimants permanents, dont l'encombrement original empêchait toute application [DEL93b].

Nous considérons un disque d'aluminium,  $\varnothing 12 \text{ mm} \times h 0,5 \text{ mm}$ . L'entrefer ici n'est pas fixé, nous souhaitons toutefois une lévitation d'entre 50 et 60  $\mu\text{m}$ . Afin de réaliser un plus fin bilan des forces, les différences du poids de l'aimant sont comprises dans le calcul (cette considération mène normalement à un calcul non linéaire ; généralement, le poids de l'aimant est généralement omis ou considéré constant lors du dimensionnement, car il est négligeable

vis-à-vis du poids du rotor). En outre, le nombre de couronnes n'est pas fixé ; Pascosma considère ce paramètre comme une variable continue pendant le processus de calcul : le nombre naturel de couronnes le plus proche est retenu par l'utilisateur. Les valeurs des paramètres, ainsi que les résultats obtenus, sont présentés dans le tableau 2.8.4.3.

Contraintes d'entrée	Paramètres de sortie	Valeurs Globales
$\varnothing_{\text{ext}} < 12 \text{ mm}$ $\varnothing_{\text{int}} > 10 \text{ mm}$ épaisseur $l = 10 \text{ }\mu\text{m}$ entrefer $e = 50 \text{ à } 60 \text{ }\mu\text{m}$ $J_1 = J_2 = 0,25 \text{ T}$	$\varnothing_{\text{int}} = 10,6 \text{ mm}$ nombre de couronnes = 2 largeur $h = 136 \text{ }\mu\text{m}$ espace $s = 180 \text{ }\mu\text{m}$	poids = 1,25 mN $F_z = 1,39 \text{ mN}$ $k_z = 38,5 \text{ N/m}$ <b>volume = <math>9,6 \cdot 10^{-11} \text{ m}^3</math></b>

Tableau. 2.8.4.3 Spécifications du palier et résultats obtenus.

## 2.8.5 Conclusion

Cette étude d'optimisation est née d'une liaison de travail avec l'équipe CDI. Grâce aux possibilités de conception d'un palier magnétique, ainsi qu'au développement d'une méthode de calcul purement analytique, nous avons proposé une nouvelle méthodologie pour le dimensionnement de paliers magnétiques. Trois exemples de conception et d'optimisation ont validé l'intérêt de cette approche.

## 2.9 Réalisation de suspensions magnétiques en miniature

### 2.9.1 Introduction

Afin de valider l'application des suspensions magnétiques aux petites échelles, nous avons réalisé plusieurs prototypes miniatures. Ces suspensions ont été réalisées avec de l'aimant NdFeB en poudre (cf. *supra*, § 2.5.4). Nous exposons ici des exemples représentatifs de ces suspensions, ainsi que leurs principales caractéristiques.

Pour des aimants conducteurs, tels que les SmCo ou les NdFeB, les hétérogénéités d'aimantation des bagues créent des courants induits dans les bagues. Ces courants échauffent les aimants et produisent un couple de frottement électromagnétique qui devient important à grande vitesse de rotation [YON80]. La présence des couples créés par ces hétérogénéités a été remarquée dans nos prototypes. Ce défaut ne dépend pas seulement des aimants eux-mêmes, mais aussi de la précision de la méthode de fabrication que nous avons employée.

### 2.9.2 Palier butée simple

Les butées type C1 ou E1 (cf. *supra*, § 2.4.1) sont des suspensions robustes, aisément réalisables. Les deux disques de la butée C1 ont le même sens d'aimantation, ce qui permettrait de les magnétiser après leur assemblage. Leur stabilité radiale est assurée grâce à un axe en graphite (mine de critérium,  $\varnothing 0,55 \text{ mm}$ ), qui donne une lubrification sèche au palier.



Fig. 2.9.2.1 Butées magnétiques E1 et C1

Plusieurs prototypes en ont été réalisés (Fig. 2.9.2.2). Malgré leurs faibles valeurs d'inertie, les rotors ont tourné en roue libre durant plus d'une minute.

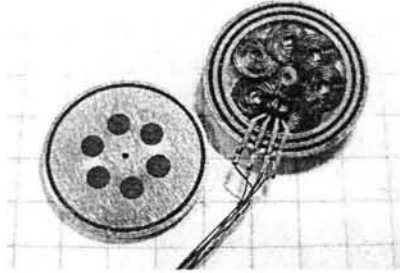


Fig. 2.9.2.2 Prototype de butée magnétique (dans un micromoteur à aimants permanents)

Lors des essais expérimentaux qui ne concernaient que le palier seul (sans aucune composante motrice), nous avons fait tourner le rotor à l'aide d'une pipette (une expérience similaire est signalée dans [GAB90]). Pour le moteur que nous présenterons au chapitre 3, le rotor put ainsi tourner, en roue libre, durant environ 100 s. Nous présentons une première approximation des forces de frottement présentes dans le palier. Une analyse similaire sera présentée au chapitre 3, § 3.14.4.

Lorsque le rotor tourne en roue libre, la dynamique du système s'exprime par :

$$I\dot{\omega}_m - T_{frot} = 0 \quad (2.9.2.1)$$

où  $T_{frot}$  représente le couple de frottements,  $I$  est le moment d'inertie du rotor et  $\omega_m$  sa vitesse angulaire mécanique. Pour simplifier cette analyse, nous supposons *a priori* que les frottements à sec sont négligeables par rapport aux frottements aérodynamiques. L'équation 2.9.2.1 devient alors :

$$I\dot{\omega}_m - B\omega_m = 0 \quad (2.9.2.1)$$

où  $B$  est le coefficient de traînée visqueuse (coefficient of viscous drag), défini par l'expression :

$$B = \frac{\pi \eta R^4}{e} \quad (2.9.2.3)$$

Où  $\eta$  est la viscosité absolue de l'air,  $1,83 \cdot 10^{-5}$  kg / m s,  $R$  le rayon du disque et  $e$  l'entrefer. Pour le disque étudié ( $\varnothing$  20 mm), l'entrefer est estimé à 300  $\mu$ m.  $B$  vaut donc  $1,94 \cdot 10^{-9}$  kg m<sup>2</sup>/s. Le moment d'inertie ( $m = 1,3$  gr) vaut  $6,5 \cdot 10^{-8}$  kg m<sup>2</sup>.

La solution de l'équation 2.9.2.1 est :

$$\omega_m(t) = \omega_0 e^{-\frac{B}{I}t} = \omega_0 e^{-0,030t} \quad (2.9.2.4)$$

Pour cette analyse, nous ne connaissons qu'approximativement la valeur de la vitesse maximale atteinte par le rotor (environ 3000 tr/min) et le temps de ralentissement (100 s). La constante de temps du système est donc d'environ 33 s.

### 2.9.3 Palier un axe actif

Une suspension magnétique plus complexe [DEL94b], associant deux configurations de base (Fig. 2.9.3.1), a été développée au LEG. Un centreur simple (palier intérieur, type E1) est instable angulairement, alors qu'une butée simple (palier extérieur, type C1) est stable angulairement. L'association d'un centreur et d'une butée élémentaires de raideur et de rayon différents permet donc la réalisation d'un centreur stable angulairement. L'association des stabilités radiale et angulaire mène, de par le théorème d'Earnshaw, à une instabilité axiale, la force axiale résultante pouvant être en attraction ou en répulsion.

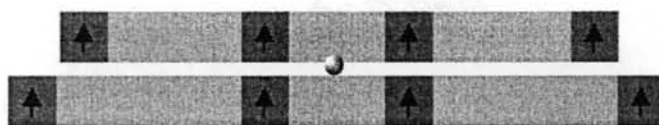


Fig. 2.9.3.1 Configuration d'un centreur stable angulairement

Deux conditions de stabilité sont nécessaires pour le bon fonctionnement de cette suspension [DEL94a]. D'une part, afin que le centreur puisse effectivement assurer la stabilité radiale, il faut que :

$$k_{rc} + k_{rb} > 0 \quad (2.9.3.1)$$

D'autre part, la butée doit assurer la stabilité angulaire. De manière générale, la raideur angulaire d'une suspension circulaire s'exprime [DEL94a] :

$$k_{\theta} = \frac{R^2}{2} k_a \quad (2.9.3.2)$$

Pour que la suspension soit stable angulairement, il est donc nécessaire que :

$$k_{\theta b} + k_{\theta c} > 0 \quad (2.9.3.3)$$

soit :

$$\frac{R_b^2}{2} k_{ab} + \frac{R_c^2}{2} k_{ac} > 0 \quad (2.9.3.4)$$

soit encore :

$$R_b > R_c \sqrt{\frac{-k_{ac}}{k_{ab}}} \quad (2.9.3.5)$$

Lorsque ces deux conditions sont satisfaites, la suspension magnétique est stable (Fig. 2.9.3.2).

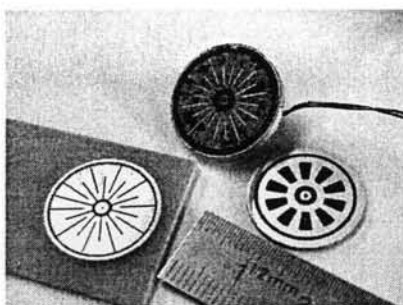


Fig. 2.9.3.2 Prototype de centreur stable angulairement

#### 2.9.4 Palier aimants – réluctance [GUE98]

Nous avons fait remarquer, aux § 2.4.4 au § 2.4.6, qu'une suspension à réluctance variable est plus instable qu'une suspension à aimants permanents. L'implémentation de bobines pour la création du flux magnétique n'est pas toujours aisée, et des limites de fabrication apparaissent pour les géométries particulières des pièces polaires. Ces raisonnements nous ont motivé à travailler davantage dans le domaine des aimants permanents. Néanmoins, des suspensions hybrides, utilisant des aimants permanents et des pièces polaires, peuvent donner de très satisfaisants résultats. C'est le cas d'une suspension proposée dans [GUE98] (Fig. 2.9.4.1). Les stabilités angulaire et radiale sont assurées grâce au flux magnétique créé par l'aimant et conduit par le disque en fer (cf. *infra*, chapitre 3, § 3.8.5). Une pointe s'occupe de l'instabilité axiale en attraction, en fixant ainsi l'entrefer. Cette suspension a été réalisée avec une bague frittée de NdFeB,  $\varnothing$  50 mm x 2 x 2 mm<sup>2</sup>, d'aimantation 1,0 T (Fig. 2.9.4.2).

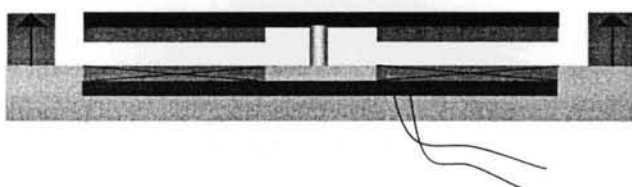


Fig. 2.9.4.1 Configuration d'une suspension à aimants permanents et pièces polaires

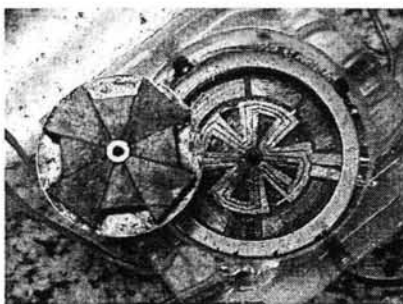


Fig. 2.9.4.2 Prototype d'une suspension à aimants permanents et pièces polaires

### 2.9.5 Palier pneumo-magnétique

Une suspension pneumo-magnétique, brevetée au LEG, a été réalisée en  $\varnothing$  8 mm. Le rotor est soutenu grâce à un coussin d'air à pression, la lévitation assurant en même temps les stabilités axiale et angulaire ; la stabilité radiale est confiée à un centreur magnétique E1, en attraction. L'air sous pression arrive d'un tuyau au bas du stator (Fig. 2.9.5.1).

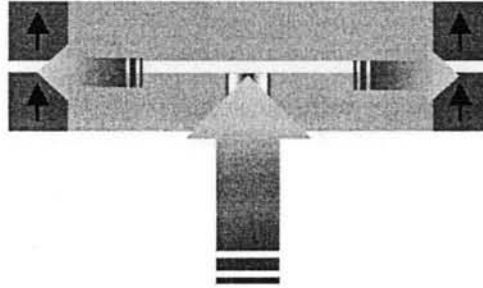


Fig. 2.9.5.1 Suspension pneumo-magnétique

Grâce à l'effet Venturi, le rotor reste collé au coussin d'air. L'entrefer demeure constant, d'environ  $30 \mu\text{m}$ . Cette suspension a certes besoin d'une alimentation d'air, mais elle permet de créer, sans aucune commande, une sustentation complète en toutes positions.

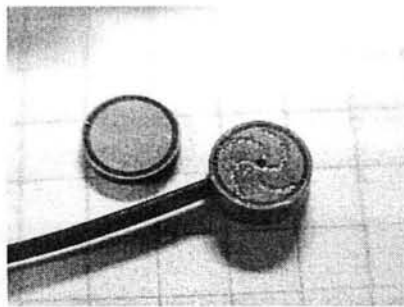


Fig. 2.9.5.2 Suspension pneumo-magnétique

### 2.9.6 Conclusion

Dans cette section, nous avons montré plusieurs exemples d'application des suspensions magnétiques miniatures. Tous les prototypes (sauf [GUE98], cf. *supra*, § 2.9.4) ont été réalisés avec de la poudre NdFeB, dont la polarisation a été estimée entre 0,3 et 0,4 T. Nous avons donc obtenu des résultats très satisfaisants.

## 2.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons regardé les problèmes de frottement que les facteurs d'échelle posent, ainsi que les principales solutions qui ont déjà été proposées. Nous avons ensuite étudié l'application des paliers magnétiques dans les microsystemes : ils se sont avérés être une solution élégante dans les petites échelles.

Nous avons étudié les différentes méthodes de calcul des paliers magnétiques et en avons proposé une nouvelle. Après avoir analysé les forces, les raideurs et les champs magnétiques, nous avons proposé une méthode d'optimisation d'un palier magnétique. Plusieurs prototypes en ont été réalisés, montrant ainsi que les suspensions à palier magnétique offrent de nombreuses possibilités très performantes.

L'étude des suspensions magnétiques sera revisitée dans le chapitre 3, lorsque nous analyserons le système constitué par un moteur et par sa suspension.





## Chapitre 3

### Le micromoteur asynchrone



# Chapitre 3 Le micromoteur asynchrone

## Introduction au chapitre 3

Ce long chapitre, divisé en deux parties, est consacré au micromoteur asynchrone. Dans la première partie, nous présenterons les motivations qui nous ont poussé vers cette étude, ainsi que la démarche de conception, d'optimisation et de modélisation que nous avons suivie. Dans la deuxième partie, nous proposerons une méthode de fabrication, présenterons et analyserons le modèle que nous avons construit.

## Première Partie : Conception et modélisation

### 3.1 Introduction à la première partie

Dans cette partie, nous étudierons un micromoteur asynchrone. Nous regarderons tout d'abord les principaux avantages et inconvénients de ce dispositif. Ensuite, nous présenterons les différents étapes de la conception du moteur : l'analyse géométrique, le choix de l'alimentation électrique, la conception du stator et du rotor, ainsi qu'une analyse de la stabilité magnétique. Finalement, nous modéliserons cette machine par la méthode des éléments finis. Les principales composantes de la machine, lesquelles seront analysées au long de ce chapitre, sont montrées dans la Fig. 3.1.1.

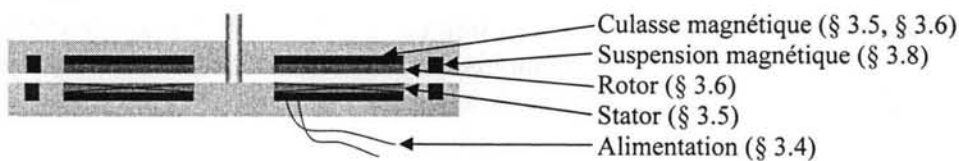


Fig. 3.1.1 Micromoteur planaire asynchrone.

Etant donné que la conception et la fabrication de tout dispositif sont profondément interdépendantes, nous présenterons parallèlement la conception de deux machines de même taille ; l'une étant réalisable avec des méthodes classiques de fabrication, l'autre tiendra compte des possibilités de réalisation qu'offrent les nouvelles microtechnologies. De même, nous évoquerons les deux configurations que nous avons construites et qu'allons présenter dans la deuxième partie du chapitre : le moteur triphasé et le moteur diphasé.

## 3.2 Pourquoi un micromoteur asynchrone ?

### 3.2.1 Introduction

Nous avons vu, au chapitre 1, les différents types de micromoteurs qui ont été développés. Nous avons aussi remarqué que les micromoteurs asynchrones n'ont guère été étudiés. Nous n'avons connaissance, en fait, que des travaux réalisés à Sheffield [YAT96, WIL96, WIL97], qui concernent un microgyroscope d'induction. Pourquoi cette omission dans le domaine encore naissant des microtechnologies ? La machine asynchrone a, en effet, été considérée comme un dispositif essentiellement tridimensionnel, qui ne satisfait pas aux besoins des technologies planaires [ADE95, FLU96]. Puisque la performance des moteurs asynchrones de taille classique dans l'électrotechnique varie avec les dimensions — plus la machine est petite, moins elle est efficace —, une extrapolation directe aux moteurs miniaturisés semble simplement inutile.

Nous avons essayé de poser autrement la question : quel profit pouvons-nous tirer du facteur d'échelle et des microtechnologies, afin de créer une micromachine asynchrone opérationnelle ? Regardons tout d'abord les principaux inconvénients et avantages d'un micromoteur asynchrone.

### 3.2.2 Inconvénient : le rendement

Le rendement est, peut-être, le plus important des inconvénients lors de la miniaturisation du moteur asynchrone. D'une façon générale, plus le moteur est grand, plus il est efficace [FIT90]. Nous verrons (cf. *infra*, § 3.7), effectivement, que les pertes joule au rotor augmentent lorsque la taille du moteur diminue : le micromoteur asynchrone a, intrinsèquement, une piètre efficacité. Néanmoins, cet inconvénient n'est vraiment important que si l'alimentation électrique est fournie par une source miniature [KOE97]. Autrement, la notion même de rendement reste en second plan par rapport à la fonction du moteur.

### 3.2.3 Inconvénient : un contrôle difficile de la vitesse mécanique

Par le glissement inhérent à la machine asynchrone, la vitesse mécanique n'atteint jamais la vitesse synchrone. Puisque le glissement de ces machines ne dépasse pas, en général, de quelque 3 à 10 % de la fréquence électrique, les vitesses synchronique et mécanique restent toujours dans le même ordre de grandeur, et la vitesse de la machine peut normalement être contrôlée avec une bonne précision [FIT90]. Toutefois, puisque le micromoteur asynchrone travaille à un niveau de glissement très important, le contrôle de la vitesse peut en devenir moins précis. La valeur de cette imprécision étant dépendante de la structure du moteur et du type d'alimentation, cette contrainte peut, néanmoins, n'être guère importante. S'il s'agit, d'ailleurs, d'obtenir un microsystème tournant, le contrôle exact de la vitesse peut n'avoir aucune importance ; l'essentiel étant d'assurer la rotation elle-même ainsi qu'un couple moteur suffisant.

### **3.2.4 Avantage : un moteur simple**

Si le moteur asynchrone a connu un grand succès dès son invention, en 1888, c'est grâce à sa sobriété : une structure simple et robuste, alimentée en alternatif par une source de tension ou de courant. Nul besoin, en principe, d'y ajouter des capteurs, des aimants ou des systèmes de démarrage, ou bien de relier électriquement le rotor au reste du moteur. Bien entendu, les très nombreuses études dont ce moteur a fait l'objet se sont chargées, peu ou prou, de le rendre plus complexe. Mais cette simplicité de base reste un atout important lors de la miniaturisation.

### **3.2.5 Avantage : le facteur d'échelle et la densité de courant**

Un deuxième avantage découle, comme nous l'avons déjà vu, de la miniaturisation : les rapports géométriques des bobines permettent d'obtenir d'importantes densités de courant. Puisque toute l'énergie du moteur est fournie par les bobines du stator, le moteur asynchrone est bien plus sensible à cette caractéristique que, par exemple, le moteur à aimants permanents. Ce dernier bénéficie, en même proportion, de l'énergie fournie par les bobines et de l'énergie emmagasinée dans les aimants du rotor.

Le rendement d'un moteur asynchrone est, en fonctionnement linéaire, indépendant de la valeur du courant d'alimentation. Il est clair que, à stator identique, un moteur à aimants permanents peut être beaucoup plus performant qu'un moteur asynchrone [JUF94]. Mais cette différence en performance diminue nettement lorsque les bobines permettent d'obtenir des courants relativement importants.

### **3.2.6 Conclusion**

La miniaturisation du moteur asynchrone a été très contestée dans la littérature. Nous avons regardé les principaux inconvénients — surtout le rendement — et les principaux avantages — en particulier la simplicité — du moteur asynchrone miniature. Nous nous retrouverons face à ces deux caractéristiques le long de ce chapitre.

## **3.3 La géométrie du moteur**

### **3.3.1 Introduction**

Nous définissons ici les principales caractéristiques géométriques du micromoteur. La première contrainte que nous nous fixons est la taille du dispositif : une paire de disques dont le diamètre ne dépasse pas 2 cm : nous avons choisi un diamètre de 18 mm. Toutes les autres dimensions seront établies ou calculées à partir de cette donnée.

Comme nous l'avons précisé, au chapitre 1, pour les prototypes développés au L.E.G., il ne s'agira pas d'un moteur microdimensionné, ses dimensions étant plutôt millimétriques. En effet, nos expériences précédentes — ainsi que celles que nous avons réalisées lors de cette étude — nous ont montré qu'un diamètre de 18 mm représente pratiquement la limite d'une fabrication manuelle (la seule exception étant le micromoteur pneumo-magnétique, Ø 8 mm ; cf. *supra*, chapitre 1, § 1.3.5, chapitre 2, § 2.9.5). C'est, toutefois, par l'approche de conception et de fabrication que nous en faisons, que nous continuerons à l'appeler "micromoteur".

### 3.3.2 Moteur axial et moteur radial

En 1821, Faraday développa un premier moteur électromagnétique. Ayant la forme d'un disque rudimentaire, ce fut donc un moteur à flux axial. Or, en 1837, Davenport breveta, pour la première fois, un moteur à flux radial [CHA87]. Dès lors, la plupart des moteurs électriques fonctionnent à flux radial. En général, le coût de fabrication et la complexité sont plus importants dans le cas des moteurs à flux axial [VAR92]. Toutefois, les moteurs axiaux présentent plusieurs avantages — tel qu'un rapport puissance - poids supérieur à celui des moteurs radiaux — et de nombreuses études ont été menées, ces dernières années, à leur sujet [VAR86, CHA87, VAR92, MEN94, ESP95].

Bien que l'on ne puisse pas parler des mêmes critères de comparaison pour les machines miniatures, la structure axiale garde son intérêt aux petites échelles : le moteur axial peut facilement être miniaturisé.

En revanche, le moteur radial, aisément réalisable à l'échelle macroscopique, s'avère, lui, une structure nettement tridimensionnelle (Fig. 3.3.2.1) : les têtes de bobines, indispensables pour la circulation du courant, ne suivent évidemment pas les motifs des bobines elles-mêmes. Le couple généré par ce moteur est sensiblement proportionnel à son épaisseur.

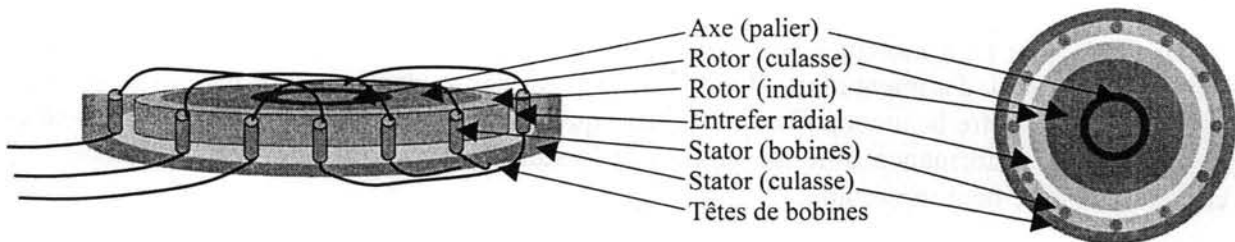


Fig. 3.3.2.1 Micromoteur asynchrone radial.

### 3.3.3 Rapports dimensionnels du moteur axial

La géométrie élémentaire du moteur axial est montrée à la Fig. 3.3.3.1.

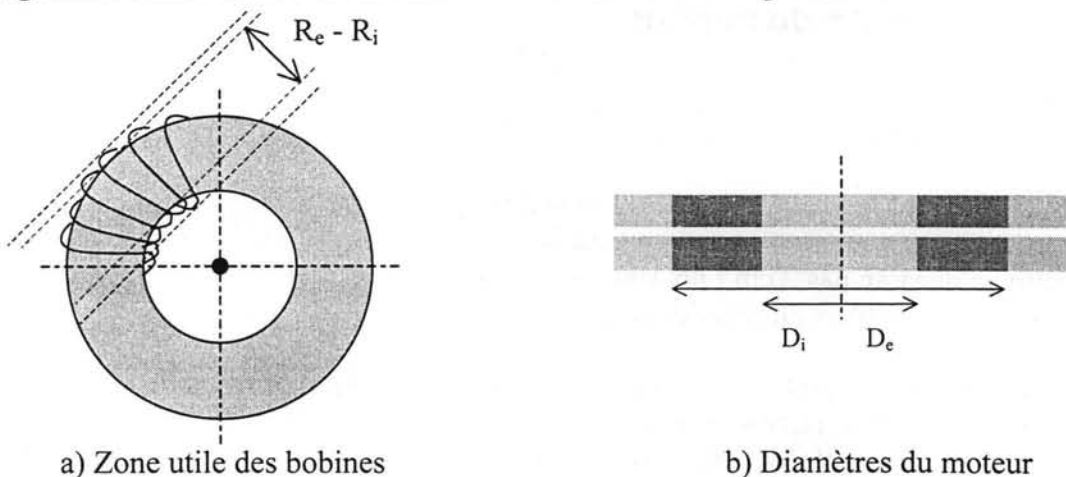


Fig. 3.3.3.1 Géométrie élémentaire du moteur axial.

Dans la Fig. 3.3.3.1 a, les lignes extérieures indiquent la taille du stator, en tenant compte des têtes des bobines. De même, les lignes intérieures indiquent la zone *utile* des bobines, les indices *i* et *e* représentant respectivement les rayons interne et externe du moteur.

Les deux diamètres du disque moteur,  $D_i$  et  $D_e$  (Fig. 3.3.3.1 b), sont les principales dimensions du moteur axial. Il est évident qu'aussi bien le rotor que le stator ont les mêmes dimensions radiales. Le rapport diamétral,  $K_\emptyset = D_e / D_i$ , est l'un des plus importants paramètres lors de la conception d'un moteur axial.

Il existe des méthodes analytiques pour optimiser la relation entre les deux diamètres principaux du moteur axial [CHA87, VAR86, SPO92]. La minimisation (ou la maximisation) de l'inertie, ou bien la maximisation du couple électromagnétique sont des exemples de critères d'optimisation. Etant données les lois de miniaturisation que suivent les forces électromagnétiques, nous nous intéressons ici à maximiser le couple du moteur. Nous cherchons, d'emblée, un couple suffisant pour vaincre les frottements et faire tourner le moteur ; dans un deuxième temps, nous chercherons la création d'un couple utile, capable de répondre à une charge mécanique. La puissance électrique d'une machine à courant alternatif peut s'exprimer en termes du courant et de la tension de phase :

$$P = K_P I_\phi E_\phi \quad (3.3.3.1)$$

le courant et la tension de phase valent :

$$I_\phi = K_I A_e \pi D_e = K_I A_i \pi D_i \quad (3.3.3.2)$$

$$E_\phi = K_E B_{\max} n_s \pi (D_e^2 - D_i^2) \quad (3.3.3.3)$$

où  $K_P$ ,  $K_I$  et  $K_E$  sont des constantes et  $n_s$  est la vitesse synchronique. Le terme  $A$  représente la charge électrique spécifique (ou densité périphérique de courant), exprimée en [A/m]. Elle prend la valeur maximale,  $A_i$ , au diamètre intérieur,  $D_i$ . Le terme  $B_{\max}$  est l'induction magnétique maximale à l'entrefer, en [T]. La relation entre la puissance maximale et la géométrie de la machine peut donc s'exprimer par :

$$P = K_P K_I K_E A_i B_{\max} n_s \pi D_i (D_e^2 - D_i^2) \quad (3.3.3.4)$$

Cette équation trouve son maximum (puissance et couple maximaux) lorsque  $K_\emptyset$  vaut  $\sqrt{3}$ . En pratique, cette relation varie entre 1,5 et 2,0 [CHA87, MEN94, JAN99], car le critère d'optimisation peut varier.

L'équation 3.3.3.4 est entièrement valable lorsque l'on suppose une source de courant illimitée.  $D_e$  étant fixe, plus  $D_i$  est petit, plus grande sera la surface de production de couple, mais plus étroits seront les conducteurs et plus petit le courant maximal qu'ils auront. Dans ce cas-là, la valeur optimale de  $D_e/D_i$  est  $\sqrt{3}$ .

Or, si la source de courant est limitée, des conducteurs plus larges ne conduisent pas à une augmentation de courant, mais ils restent sous-utilisés. La valeur  $D_e/D_i = \sqrt{3}$  n'est plus forcément optimale : un  $D_i$  plus petit offrira plus de surface utile, le courant restant constant.

Dans notre cas, cette relation dépendra ainsi de la limite de la source d'alimentation : pour un moteur triphasé (cf. *infra*, § 3.5.2), si l'alimentation fournit 5  $A_{\text{rms}}$ , l'optimum de  $K_\emptyset$  vaut 1,5 ; si elle ne fournit que 3  $A_{\text{rms}}$ ,  $K_\emptyset$  monte jusqu'à 2,33. Cela s'explique en considérant que,



pour un diamètre intérieur trop élevé, le courant ne peut dépasser la limite que l'alimentation lui impose. La façon dont les pistes des bobines ont été conçues y joue évidemment un rôle d'importance.

Le diamètre extérieur de notre moteur a été fixé à 18 mm et il est nécessaire de prévoir une place relativement importante pour le palier (cf. *infra*, § 3.9) ; le diamètre extérieur du disque moteur est ainsi fixé à 14 mm. Les contraintes associées aux bobinages planaires (cf. *infra*, § 3.5), ainsi que les limites de l'alimentation, nous ont conduit à augmenter le rapport diamétral. Le diamètre intérieur étant fixé à 6 mm, le rapport  $K_{\phi}$  vaut donc 2,33.

### **3.3.4 Définition de l'entrefer**

L'entrefer a été fixé à 100  $\mu\text{m}$  (50  $\mu\text{m}$  en microfabrication). Il s'agit ici d'une valeur minimale de l'entrefer mécanique. Cette valeur n'est pas constante pour toute condition d'opération, car l'entrefer dépend de l'interaction entre le moteur et le palier. L'entrefer doit varier, par exemple, lorsque l'on modifie la fréquence d'alimentation. C'est pourtant une condition non-linéaire difficile à maîtriser.

En l'absence d'encoches, l'entrefer magnétique sera bien plus important, car le flux magnétique doit traverser les bobines du stator et l'induit du rotor (cf. *infra*, § 3.8.4, § 3.9.5) ; dans notre prototype diphasé, l'entrefer magnétique atteint 325  $\mu\text{m}$ .

Il est nécessaire, pour obtenir un fin entrefer, de bien caractériser les aimants. En effet, la précision mécanique est intrinsèquement liée à l'exactitude des calculs des forces et raideurs magnétiques : une suspension trop robuste amoindrira la performance du moteur, une suspension trop souple n'évitera pas le collage des disques. Et, puisque les forces d'induction électromagnétique varient au carré de l'entrefer, il est essentiel que ce dernier ait une valeur aussi petite que la fabrication le permette.

### **3.3.5 Conclusion**

Nous avons défini la géométrie de base du micromoteur asynchrone. Ce sera une paire de disques de 18 mm de diamètre. Nous avons discuté les principales caractéristiques géométriques — le rapport diamétral et l'entrefer — du moteur. Cette discussion est importante pour le travail de conception que nous présentons dans les paragraphes suivants.

## **3.4 L'alimentation électrique**

### **3.4.1 Introduction**

L'alimentation électrique définit la stratégie d'un moteur, son comportement vis-à-vis de la charge qui lui est imposée. C'est pourquoi, après avoir rappelé les principales caractéristiques électromagnétiques du moteur asynchrone, nous définirons le cahier des charges du micromoteur, étudierons les diverses possibilités de réalisation et, finalement, exposerons les solutions retenues.

### 3.4.2 Quelques rappels sur le moteur asynchrone

Il existe, à propos de l'alimentation du moteur asynchrone, une très abondante littérature [SAY83, COC89, FIT90, ENG95, SEG96]. Nous citons ici les caractéristiques du moteur qui nous permettront de définir le cahier des charges de l'alimentation dont le moteur a besoin.

C'est à partir d'une source polyphasée équilibrée que le stator crée, à l'entrefer, un champ magnétique  $B_{st}$  qui tourne à vitesse synchrone  $n_s$ . Cette vitesse est définie par la fréquence d'opération  $f_s$  et par le nombre de pôles  $p$  :  $n_s = 2 \pi f_s / p$ . Le rotor tourne à la vitesse  $n_m$ , où  $n_m$  est définie par la vitesse synchrone et par le glissement  $g$  :  $n_m = n_s (1 - g)$  ; il en découle la fréquence électrique au rotor :  $f_r = g f_s$  [FIT90].

Les conducteurs du rotor voient tourner le champ  $B_{st}$  à la fréquence  $f_r$  et des courants s'y induisent. Ces courants induits, à leur tour, créent un champ rotorique,  $B_{rt}$ . Ce champ tourne, par rapport au rotor, à la vitesse  $n_r = g n_s$ . Or, puisque le rotor tourne à la vitesse  $n_m = n_s (1 - g)$ , c'est le stator qui voit  $B_{rt}$  tourner à la vitesse  $n_s$ .  $B_{st}$  et  $B_{rt}$  sont donc stationnaires et leur interaction produit un couple électromagnétique stable. Lorsque  $g$  est faible, le champ  $B_{rt}$  — donc le couple — sont proportionnels à  $f_r$  ; l'impédance du rotor est pratiquement résistive. Pour des valeurs importantes de  $g$  —  $B_{rt}$  s'opposant aux courants qui lui donnent naissance — l'impédance du rotor devient inductive et le couple qui en résulte, amoindri (Fig. 3.4.2.1).

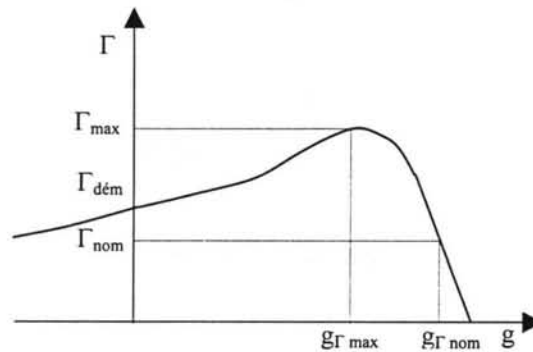


Fig. 3.4.2.1 Couple versus fréquence en une machine asynchrone.

Le fonctionnement du moteur asynchrone à fréquence et tension constantes (fréquence et tension fournies directement par un réseau électrique), est le plus usuel [SEG96]. Les courants primaires (au stator) et secondaires (au rotor), ainsi que leurs angles de phase, sont définis par le point de fonctionnement. Des représentations de la machine asynchrone, telles que le diagramme du cercle ou le circuit équivalent [COC89], permettent de calculer la valeur de ces courants et des autres grandeurs électromagnétiques. Il existe aussi, bien entendu, des représentations de cette machine ayant d'autres types d'alimentation, telle que l'alimentation à flux constant [ENG95].

### 3.4.3 Méthodes de contrôle de la vitesse

Bien des méthodes ont été développées afin de contrôler la vitesse du moteur asynchrone. Plusieurs d'entre elles agissent sur le glissement. Nous en citons quelques-unes parmi les plus représentatives.

### a) Fonctionnement à fréquence constante

Lorsque le moteur travaille à fréquence constante, la méthode la plus simple pour contrôler la vitesse — la seule possible quand on n'a pas d'accès électrique au rotor — consiste à faire varier la tension d'entrée (Fig. 3.4.3.1).

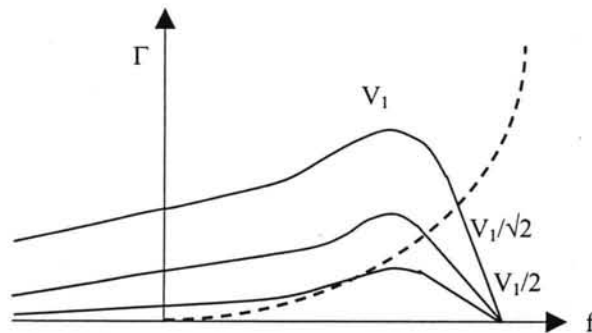


Fig. 3.4.3.1 Variation de la tension d'alimentation : caractéristique couple – vitesse.

Puisque, à glissement donné, le couple est proportionnel au carré de la tension, cette méthode ne peut être employée que pour des charges dont le couple croît très vite en fonction de la vitesse. A cause des pertes Joule au rotor, cette méthode est intrinsèquement inefficace et le rotor doit être thermiquement surdimensionné. Ces problèmes s'ajoutent au faible rendement du moteur et à la difficulté de l'évacuation thermique au rotor (cf. *infra*, § 3.7).

Si, dans un moteur à rotor bobiné, il est possible de faire varier la résistance du rotor, cette méthode s'avère mal adaptée à nos besoins, puisqu'elle nécessite, d'emblée, un accès électrique au rotor.

### b) Fonctionnement à flux constant (tension et fréquence variables)

Si le moteur à rotor bobiné permet convenablement de faire varier la vitesse à partir du glissement, la seule méthode qui permet, pour un rotor non-relié électriquement au reste du système, de faire une vraie variation de vitesse est la variation de la fréquence d'alimentation. Généralement, cette variation de fréquence s'accompagne d'une variation de tension, de façon à obtenir un flux constant à l'entrefer, soit un courant magnétisant constant :  $I_\mu = V_\mu / \omega$ . Pour cette méthode, l'on peut utiliser soit des cycloconvertisseurs, soit des onduleurs de tension ou de courant.

Pour maintenir le couple constant à la même pulsation rotorique  $f_r$ , il suffit que le flux à l'entrefer, donc  $I_\mu$ , soit constant. Il en résulte que les courants primaire et secondaire restent, eux aussi, constants. L'on peut donc varier la vitesse mécanique sans modifier le point de fonctionnement du moteur (Fig. 3.4.3.3).

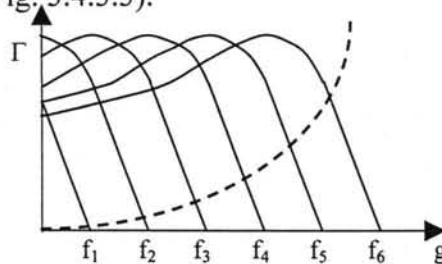


Fig. 3.4.3.3 Fonctionnement à flux constant.

### c) Changement du nombre de pôles

Nous ne présentons ici que les diagrammes des principales connexions qui permettent de modifier le nombre de pôles d'un moteur asynchrone triphasé [FIT90]. Nous remarquons qu'une seule de ces connexions — celle indiquée dans le diagramme c) — permet de diminuer la vitesse mécanique sans faire appel à une transformation étoile – delta. Il en résulte un couple de basse vitesse considérablement plus petit.

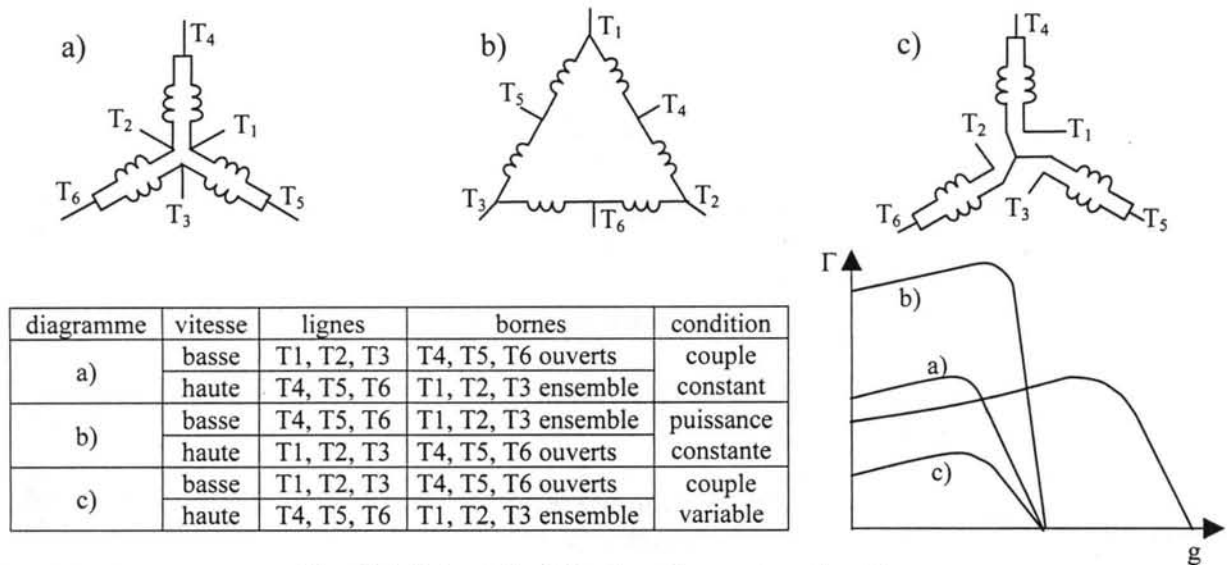


Fig. 3.4.3.4 Modification du nombre de pôles : diagrammes des connexions triphasées et couples résultants [FIT90].

### d) Le choix d'une méthode de contrôle

Nous avons très sommairement présenté les principales méthodes d'alimentation et de commande du moteur asynchrone. Evidemment, elles ne répondront pas d'une même façon aux besoins et contraintes du micromoteur. Par exemple, le changement de la tension d'entrée et le changement du nombre de pôles peuvent provoquer une diminution significative du couple de sortie. Le paragraphe suivant nous aidera à choisir la meilleure méthode.

### 3.4.4 Cahier des charges de l'alimentation

Comme nous l'avons mentionné au § 3.3.3, notre stratégie doit viser à maximiser le couple du micromoteur asynchrone. En ce qui concerne l'alimentation, deux conséquences importantes en découlent : l'induction dans l'entrefer doit être aussi grande que possible et le point de fonctionnement du moteur se situera près du couple de décrochage.

#### a) La valeur du glissement

Dans la plupart des moteurs asynchrones, la vitesse du rotor,  $n_m = n_s (1 - g)$ , est très proche de la vitesse de synchronisme  $n_s$  ; autrement dit, le glissement  $g$  est très faible (en pratique, d'entre 0,02 et 0,03 [FIT90]). Or, le micromoteur asynchrone travaillera à de très hautes fréquences d'opération. Ainsi, à une vitesse mécanique relativement élevée correspondra une toute petite fraction de la vitesse de synchronisme : il en découle une valeur de glissement qui restera très proche de l'unité. Dans la courbe de la Fig. 3.4.4.1, la vitesse mécanique ne quittera guère l'axe vertical.

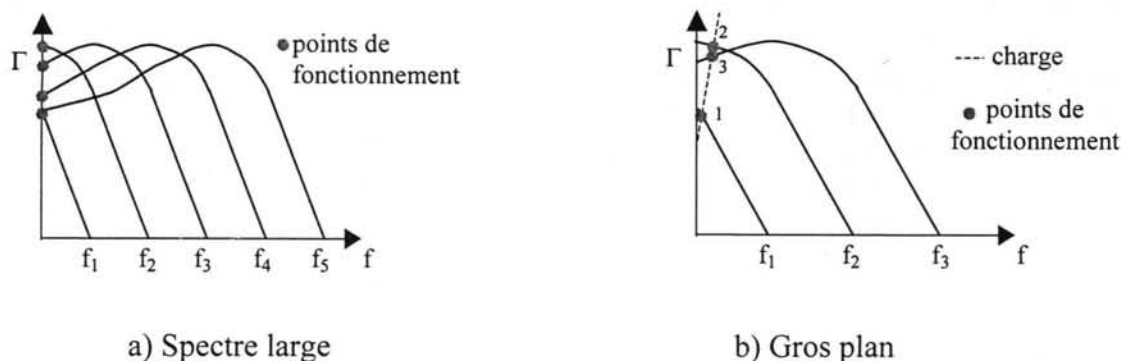


Fig. 3.4.4.1 Fréquence électrique et fréquence mécanique

Plusieurs conséquences d'importance découlent de cette condition. D'une part, le rendement, proportionnel à  $(1-g)$ , demeure très faible (cf. *supra*, chapitre 1, § 1.2.4, § 1.3.4, *infra*, § 3.9.6, 3.14.5). D'autre part, le point de fonctionnement électrique (couple, induction, tensions et courants, ...) reste sensiblement constant pour toute vitesse mécanique (cf. *infra*, § 3.14.4).

### b) Moteur à faible impédance

Contrairement aux grands moteurs asynchrones — où l'impédance du circuit primaire est fortement inductive, la résistance des bobines ne représentant qu'environ un dixième de l'impédance totale — les microbobines n'ont en général qu'une faible inductance. En effet, les microbobines ne peuvent comporter qu'un nombre relativement faible de tours, dont la section transversale est très réduite. En revanche, les faibles épaisseurs des conducteurs conduisent à un effet résistif important. L'impédance globale de ces bobines est donc relativement petite et quasi-résistive. En plus, les bobines du stator subissent l'influence du champ magnétique créé par le rotor ; la distribution du courant au stator n'est donc pas homogène et la résistance apparente des bobines devient variable.

### c) Maximisation de la f.m.m.

Toute l'énergie du moteur asynchrone étant fournie par le courant primaire, le couple moteur dépendra du carré de ce dernier. Nous avons vu, au chapitre 1, que des bobines microdimensionnées permettent d'obtenir de très hautes densités de courant. Cet avantage doit se traduire, non pas en un courant par conducteur  $I$  élevé, mais en un courant total  $NI$  important.

Pour un courant primaire donné, c'est la distribution des pôles du stator qui définit l'allure du champ magnétique. Pour une induction élevée dans l'entrefer, il faut que tout le flux magnétique se concentre en une seule trajectoire ; cela se traduit par un nombre de pôles minimum. Pour certaines réalisations, il peut être difficile de ne garder qu'une seule paire de pôles ; ce problème sera discuté au § 3.5.

## 3.4.5 Les choix disponibles

S'il est facile de se procurer une alimentation à courant constant et fréquence variable, certaines contraintes quantitatives importantes peuvent apparaître.

### a) *Le courant total*

Il s'agit d'une question d'ordre pratique. Si une source "millimétrique" (une pile ou un microgénérateur) peut fournir plusieurs mA [KOE97], une "petite" source, typique en électronique, permet d'obtenir jusqu'à quelques 5 A. Au-delà de ce chiffre, il faut compter sur des sources bien plus importantes ; nous nous retrouverions face à un micromoteur alimenté par une source de grande puissance ! Nous retiendrons en fait une "petite" source, capable de fournir quelques 5 A. Ce choix découle en même temps du courant maximal que les conducteurs en circuit imprimé pourront supporter (environ 2 à 5 A) et du fait que, à cause de son faible rendement, le micromoteur asynchrone nécessitera toujours un courant relativement important (de l'ordre de 1 A).

### b) *La fréquence d'opération*

Nous avons déjà vu qu'un micromoteur peut nécessiter une fréquence élevée d'opération (cf. *supra*, chapitre 1, § 1.2.5 et § 1.3.2). Si un générateur d'ondes peut atteindre plusieurs MHz, encore faut-il que l'amplificateur de puissance puisse transmettre ces hautes fréquences. Certaines expériences que nous avons réalisées nous ont permis d'atteindre près de 100 kHz à 2 A<sub>rms</sub>. La plupart de nos expériences se sont, en pratique, déroulées dans la gamme de 5 à 50 kHz (cf. *infra*, § 3.14).

### c) *Le nombre de phases*

Bien qu'il n'y ait pas de limite théorique au nombre de phases d'un circuit, la plupart des circuits polyphasés de puissance sont triphasés. Des circuits à 3N phases peuvent en être obtenus, par le biais d'un transformateur [SEG96]. Des systèmes diphasés, faciles à construire, sont aussi assez utilisés. Par la disponibilité et le nombre de possibilités qu'ils offrent, nous garderons les systèmes à deux et trois phases. Nous les étudierons au § 3.5.

## 3.4.6 Conclusion

Nous en concluons qu'une alimentation en courant, à flux constant et à vitesse variable, est davantage adaptée au micromoteur asynchrone qu'une alimentation en tension et fréquence constantes. Le dimensionnement quantitatif de l'alimentation ne sera toutefois donné qu'au fur et à mesure de l'analyse des performances du moteur.

## 3.5 Considérations pour la conception du stator

### 3.5.1 Introduction

La conception des bobines du stator est déterminée par le cahier des charges du moteur, par l'alimentation utilisée et par les contraintes que leur propre fabrication implique. Nous savons que, pour un moteur axial, seule la composante radiale des conducteurs est capable de générer un couple électromagnétique utile. Or, il existe plusieurs configurations qui, ayant de très diverses caractéristiques, permettent d'obtenir une force magnétomotrice utile. Nous discuterons ici quelques-unes de ces possibilités, ainsi que les difficultés de fabrication qu'elles entraînent et les conséquences électromagnétiques qui en découlent.

### 3.5.2 Les possibilités

#### a) Bobines en une seule couche

Cette configuration est, sans doute, la plus simple à fabriquer ; toutefois, elle est très inefficace. En effet, plusieurs contraintes limitent sérieusement la conception :

i) La topologie globale est linéaire (*id est*, en un seul plan) et ne permet pas l'entrecroisement des conducteurs ; pour un système polyphasé, ceux-là doivent être branchés en parallèle et le nombre de tours par pôle et par phase est égal à l'unité :  $NI = I$ . L'inductance de la bobine, proportionnelle à  $N^2$ , et la f.m.m., proportionnelle à  $N$ , restent très petites.

ii) Lorsque l'accès électrique au centre du moteur n'est pas possible, certaines configurations d'alimentation ont d'importantes restrictions : tels sont les cas du diphasé — dont le courant résultant n'est pas nul — ou du triphasé en delta (Fig. 3.5.2.1).

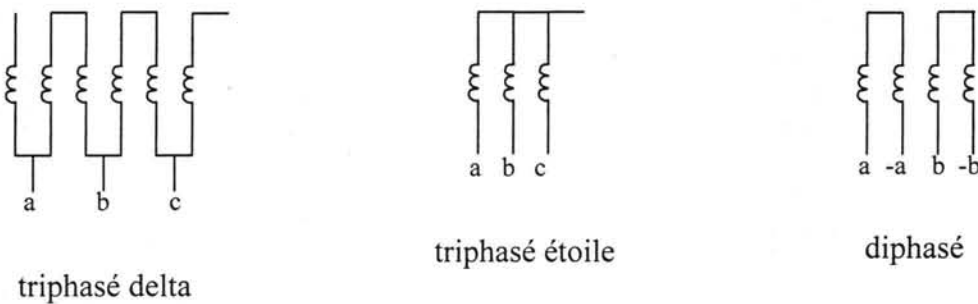


Fig. 3.5.2.1 Configurations électriques à topologie linéaire.

iii) Limiter le nombre de tours à l'unité génère d'autres problèmes : les coefficients de bobinage (cf. *infra*, § 3.7.2) sont, eux aussi, égaux à (ou très proche de) l'unité. Le taux des divers harmoniques reste très important et la forme d'onde de la f.m.m. créée par chaque phase est bien loin de la sinusoïde.

iv) La seule façon d'augmenter la valeur  $NI$  est d'augmenter  $I$ . Pour un nombre de pôles réduit (donc aussi de conducteurs, dont la largeur sera importante), la limitation de courant n'est pas forcément donnée par la bobine elle-même, mais par l'alimentation, ce qui représente une très mauvaise utilisation des conducteurs. Si le nombre de pôles augmente, le cuivre est mieux utilisé, mais la valeur de l'induction à l'entrefer diminue. De même, il en résulte que le profit tiré d'une fabrication en couches minces est, lui aussi, très maigre, la limitation en courant demeurant en dessous de toute limite thermique des bobines (cf. *infra*, § 3.9.5). Il peut s'avérer nécessaire d'utiliser une très puissante alimentation pour obtenir d'exécrables performances.

Pourtant, ces bobinages, si médiocres fussent-ils, demeurent le premier choix en simplicité d'élaboration. Ils furent ainsi les premiers que nous ayons analysés. La Fig. 3.5.2.2 en donne un exemple triphasé, dont le nombre de pôles est égal à 8 (donc 24 conducteurs).

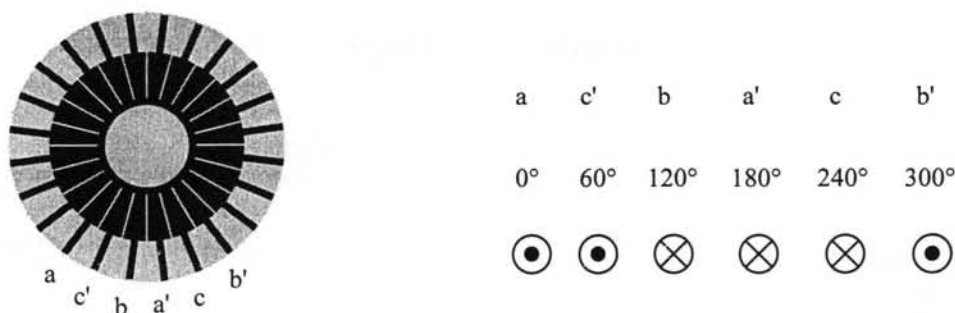


Fig. 3.5.2.2 Bobines triphasées (8 pôles).

Les 24 conducteurs doivent être branchés à l'extérieur. Ils peuvent être alimentés par une seule source triphasée et un récupérateur de courant par conducteur. L'épaisseur des conducteurs mesure 35  $\mu\text{m}$  et leur largeur varie entre 580 et 1630  $\mu\text{m}$ . Pour obtenir une densité de courant d'entre 50 et 150  $\text{A}_{\text{rms}}/\text{mm}^2$ , un courant de 3  $\text{A}_{\text{rms}}$  doit être imposé à chaque phase.

**b) Bobines à m phases en m couches**

Tout comme dans les machines classiques, chaque bobinage est représenté par une couche de conducteurs. Sans s'y limiter, cette configuration s'avère être très adéquate pour les systèmes à deux ou trois phases : elle permet une grande diversité de conception.

La principale limitation pour le courant dans une bobine est, pourtant, le problème de la dissipation thermique. Celle-ci s'effectuant dans l'air, elle est proportionnelle à la surface. L'implémentation de plusieurs couches sur une même surface peut, d'une part, diminuer la densité de courant disponible par couche. D'autre part, l'isolation électrique nécessaire entre les couches conductrices s'avère aussi un isolant thermique, en limitant davantage la dissipation thermique.

Typiquement, nous citons le bobinage "à la grecque", qui peut se réaliser sur plusieurs couches (Fig. 3.5.2.3).

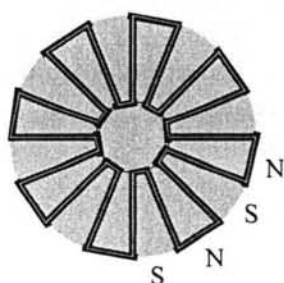


Fig. 3.5.2.3 Bobines à la grecque (8 pôles).

De même que dans le bobinage en une seule couche, plus le nombre de pôles est élevé, mieux la place est utilisée, mais plus l'induction obtenue est petite. Même si l'efficacité de cette configuration semble ainsi limitée, elle est bien meilleure que celle qui la précède. En effet, elle présente quelques avantages remarquables :

i) Les bobines comportent  $N$  spires, pour une f.m.m. de valeur  $NI$  et une inductance proportionnelle à  $N^2$  ; la valeur  $NI$  peut être importante tout en gardant un courant modeste.



Moins le nombre de pôles est élevé, plus  $N$  peut être incrémenté ; si bien que ce seraient d'autres contraintes que la distribution spatiale — telles que la saturation magnétique ou la dissipation thermique — qui se chargeraient de définir la limite de courant.

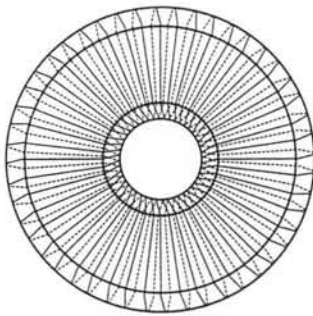
ii) Contrairement à la configuration précédente, une alimentation diphasée, en deux couches, semble bien indiquée. Seules deux connexions par couche sont ici nécessaires.

iii) La distribution spatiale des conducteurs permet d'optimiser les divers coefficients de bobinage. Ceci permet de rendre une forme d'onde plus sinusoïdale.

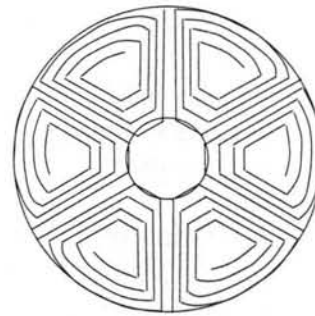
Malgré les inconvénients déjà mentionnés, cette structure apparaît bien adaptée pour notre moteur.

### c) *Bobines à $m$ phases en 2 couches*

Sorte de compromis entre les deux configurations précédentes, cette structure ne manque pas d'intérêt. Deux types de bobinages sont ici possibles [JAN99, HAN94b] : le bobinage "en vague" et le bobinage "concentrique" (Fig. 3.5.2.4).



a) Motif en vague (2 couches)



b) Motifs concentriques

Fig. 3.5.2.4 Bobines en deux couches.

i) *Bobinage "en vague"*. Ce bobinage est plus efficace que le bobinage concentrique, car la composante radiale des conducteurs est mieux utilisée. Toutefois, le nombre de connexions entre les deux couches est très élevé ; mise à part la complexité de réalisation, c'est l'encombrement des contacts (à l'intérieur des disques) qui limite le nombre de conducteurs. Lorsque ceux-ci sont interconnectés, le nombre de pôles est naturellement défini et seul le nombre de phases peut être modifié.

ii) *Bobinage concentrique*. Bien que le cuivre soit moins bien utilisé, un seul contact entre les couches est nécessaire à chaque motif concentrique. La place n'est pas, non plus, aussi bien exploitée. C'est donc, là encore, un compromis entre l'efficacité et la simplicité de réalisation.

Ces bobines sont, par leur étendue d'utilisation, très prometteuses pour la motorisation des micromachines axiales.

### 3.5.3 Une configuration pour un bobinage diphasé

Nous proposons ici un bobinage diphasé, ayant une seule paire de pôles. Il s'agit d'une configuration "m phases en m couches", avec  $m = 2$ . Nous présenterons d'abord l'analyse de cette structure, pour ensuite en donner un exemple d'application.

#### a) L'analyse géométrique

La géométrie du moteur est montrée dans la Fig. 3.5.3.1. La bobine proposée est représentée par un cône excentrique, d'axe vertical, d'angle  $90^\circ$  et d'origine  $(0, -D_i)$ . Lorsque le cône traverse l'axe  $x$ , il passe par les points  $(-D_i, 0)$  et  $(D_i, 0)$  ; la surface du cône — donc le nombre de conducteurs permis — en est ainsi maximisée. Cet excès de surface conductrice se traduit, d'une part, par une mauvaise utilisation du cuivre, car les conducteurs ne suivent pas tous la géométrie du moteur ; d'autre part, par une superposition, aux extrêmes des cônes, des deux phases. A l'entrefer, dans l'interphase entre  $\mathbf{B} = B\angle 0^\circ$  et  $\mathbf{B} = B\angle 90^\circ$ , nous retrouvons une résultante de valeur  $\mathbf{B} = \sqrt{2}B\angle 45^\circ$ . Cette configuration permet de créer un champ magnétique à l'entrefer nettement plus sinusoïdal et diminue les coefficients des harmoniques.

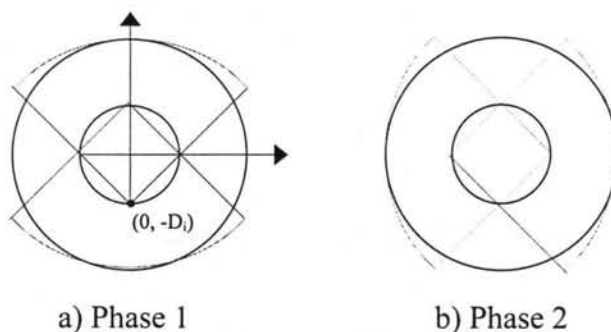


Fig. 3.5.3.1 Géométrie élémentaire des bobines.

#### b) Application

A l'aide du logiciel Corel Dessin, nous avons créé un prototype de ce bobinage (Fig. 3.5.3.2). La géométrie élémentaire du moteur étant représentée sur la figure, il est évident à l'œil qu'une partie importante des bobines reste "inactive".

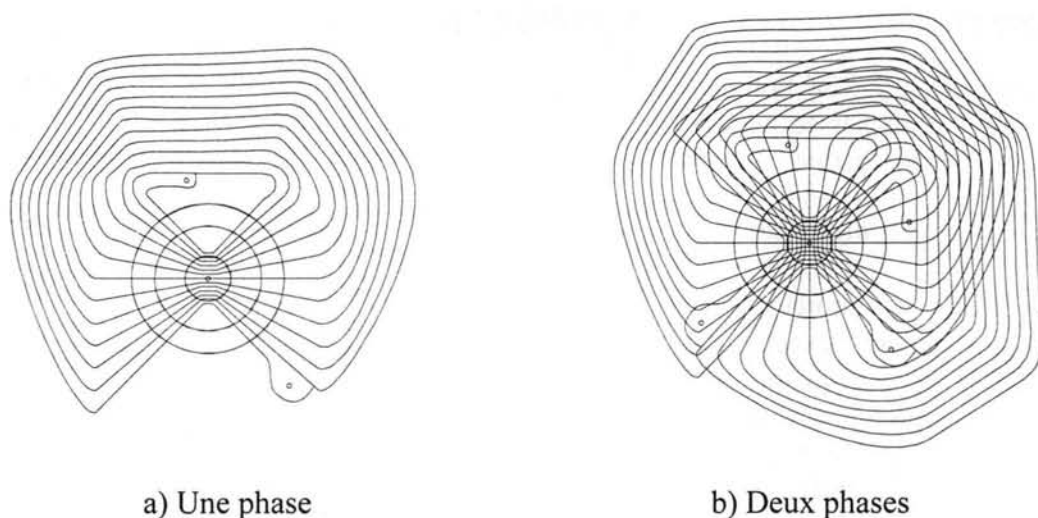


Fig. 3.5.3.2 Exemple d'application.

La largeur minimale des pistes (ainsi que la distance entre pistes) est ici définie par la précision d'impression du circuit :  $300\ \mu\text{m}$  ; ainsi, pour un diamètre intérieur de  $6\ \text{mm}$ , chaque bobine comporte 12 spires. C'est ici, par la superposition des pistes, que nous retrouvons l'intérêt de garder une géométrie dont le rapport  $K_\emptyset = D_e / D_i$  est élevé (cf. *supra*, 3.3.3), même aux dépens du nombre de conducteurs : pour un diamètre intérieur de  $4\ \text{mm}$ , les bobines auraient dû compter 16 spires, en intensifiant ainsi les problèmes de saturation que nous discuterons dans la deuxième partie. Nous remarquons que les bobines traversent pratiquement l'axe, ce qui est relativement peu courant dans les moteurs axiaux.

### 3.5.4 Une culasse magnétique

Afin de mieux utiliser la force magnétomotrice, il est nécessaire de prévoir une culasse magnétique, dont l'influence sur la stabilité et sur la motorisation feront l'objet d'une analyse (cf. *infra*, § 3.6 et § 3.9). Il est question, dans ce paragraphe, de tenir compte d'une couche ferromagnétique située à proximité des bobines sans avoir bien évidemment aucun contact électrique avec elles. Etant données les géométries relativement complexes des bobines (cf. *supra*, § 3.5.2), il peut s'avérer délicat de proposer des encoches magnétiques. A notre avis, seules les bobines en une couche simple permettraient d'y associer des encoches à géométrie régulière. Or, nous avons vu qu'il s'agit d'une configuration ayant une mauvaise performance — dont le seul avantage est, précisément, d'assurer une certaine simplicité de réalisation.

Priver le stator d'encoches engage à minimiser l'épaisseur de la couche conductrice. Un compromis apparaît donc entre l'entrefer du circuit magnétique et la section des conducteurs. Nous le verrons, il en sera de même pour le rotor. Cependant, ce compromis est fortement lié à la méthode de fabrication du moteur.

### 3.5.5 Conclusion

Nous avons analysé les différentes possibilités de réalisation des bobines. Nous avons signalé qu'une configuration en une seule couche ne peut offrir que peu de liberté de conception et d'assez pauvres performances. Nous avons remarqué, en revanche, que des configurations en deux ou plusieurs couches permettent une grande liberté de conception ainsi

que l'obtention de performances tout à fait acceptables. Nous avons ainsi proposé une configuration diphasée et bipolaire, réalisée en deux faces. Ce sera dans la deuxième partie que nous discuterons les diverses possibilités de fabrication des microbobines.

## **3.6 Considérations pour la conception du rotor**

### **3.6.1 Introduction**

Le rotor est le berceau qui donne naissance au phénomène d'induction, fondement du moteur asynchrone. Nous analyserons les rôles qu'y jouent deux matériaux primordiaux dans les machines électriques : le fer et le cuivre. Ici, nous proposerons plusieurs configurations et en discuterons les principales caractéristiques.

### **3.6.2 Une culasse magnétique**

L'idée la plus simple, pour construire le rotor, consiste à proposer un disque conducteur (en aluminium, par exemple) et laisser les courants s'y induire librement. Cette configuration n'est, hélas, guère efficace. Outre l'importance de la réluctance du "circuit magnétique", les lignes du champ magnétique du stator se referment bien avant de traverser la couche conductrice du rotor. D'autre part, la minimisation de la trajectoire des lignes de flux n'est possible qu'en augmentant le nombre de pôles au stator et — nous l'avons vu — cela équivaut à diminuer considérablement la force magnétomotrice.

Le gyroscope présenté par [WIL97] n'a de culasse magnétique qu'au stator ; le rotor n'étant qu'un disque aussi mince que simple. Pas d'instabilité magnétique. Mais le prix en est un couple électromagnétique de 3 p Nm, pour un rotor de  $\varnothing$  400  $\mu$ m. La recherche d'un couple plus significatif nous a donc incité à ne pas nous dessaisir d'un circuit magnétique complet. Etant données les épaisseurs des couches motrices du dispositif, ce choix posera bien des problèmes lors de la fabrication des prototypes. Nous avons choisi l'aluminium comme substrat structurel pour le moteur. Les deux disques comporteront donc une couche ferromagnétique qui optimisera la trajectoire du flux magnétique.

### **3.6.3 Choix du matériau conducteur : le fer et le cuivre**

Il existe deux possibilités pour implémenter le circuit rotorique : une réalisation entièrement en fer, ou bien un circuit hybride, comportant un circuit électrique adhérent au circuit ferromagnétique. Le cuivre a été choisi comme matériau conducteur : ses médiocres propriétés mécaniques (densité, module de Young) n'ont guère d'influence sur le moteur, il a de très bonnes conductivités (électrique et thermique) et il est aisément maniable dans un atelier d'électronique. La Fig. 3.6.3.1 montre les deux rotors possibles.

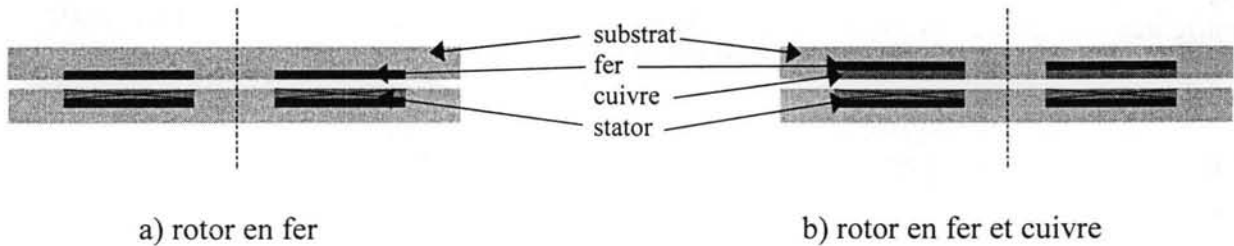


Fig. 3.6.3.1 Deux réalisations du rotor.

#### a) Rotor en fer

Ce rotor offre la possibilité de conduire les courants induits et le champ magnétique ; sa géométrie doit donc favoriser l'un et l'autre. Ce compromis est résolu, par exemple, si la couche de fer ne présente nulle variation géométrique le long d'un déplacement angulaire, *id est*, lorsque la géométrie est isotrope [IVA]. Outre la simplicité de fabrication, ce rotor permet de minimiser l'entrefer du circuit magnétique.

Néanmoins, quelques inconvénients, associés à la nature des matériaux ferromagnétiques, apparaissent : l'épaisseur conductrice est, à haute fréquence, très limitée par l'effet de peau. Or, le rotor en fer a, précisément, besoin de hautes fréquences d'opération (d'environ 100 kHz). En guise d'exemple, l'épaisseur de peau du FeSi, à 100 kHz, ne mesure que 6  $\mu\text{m}$ . En plus, la plupart des matériaux ferromagnétiques ont de médiocres propriétés de conduction électrique ; il en résulte des courants induits limités. L'épaisseur d'un rotor en fer n'a conséquemment pas une grande influence dans la performance du moteur.

Malgré ces limitations, le couple utile que génère ce rotor a, en fait, une valeur très proche de celui créé par un rotor en cuivre et en fer. C'est donc un rotor à réalisation simple, qui nécessite pourtant une alimentation à haute fréquence.

#### b) Rotor en fer et cuivre

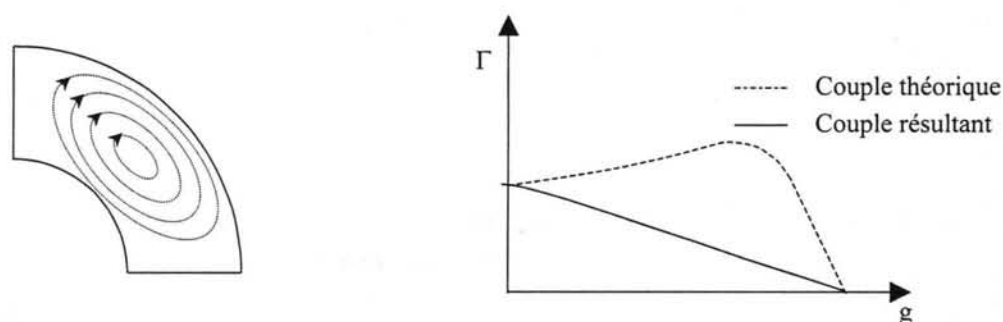
Dans ce rotor, les circuits électrique et magnétique sont constitués de matériaux différents : c'est bien le cas de la plupart des machines asynchrones. Cette structure — certes, plus difficile à réaliser — présente plusieurs avantages intéressants.

D'une part, l'épaisseur conductrice du cuivre est nettement supérieure à celle du fer : elle mesure 675  $\mu\text{m}$  à une fréquence de 10 kHz — typique pour le rotor en cuivre. En fait, l'épaisseur réelle de la couche de cuivre ne dépassant pas 50  $\mu\text{m}$ , cette donnée garantira que les courants induits auront exactement la même distribution le long de l'axe  $z$  : ce sera une distribution de courants bidimensionnelle.

Nous garderons par la suite une épaisseur de cuivre de 50  $\mu\text{m}$ . Cette valeur sera un compromis entre la fréquence d'opération (plus l'épaisseur est petite, plus la fréquence d'opération est élevée, ce qui représente plutôt un inconvénient) et la valeur de l'entrefer (en l'absence d'encoches, si l'épaisseur du cuivre augmente, l'entrefer magnétique augmentera aussi). C'est aussi une valeur pratique pour la réalisation (les feuilles de cuivre disponibles font typiquement 50  $\mu\text{m}$  d'épaisseur). En fait, seule la fréquence d'opération (et, en principe, non pas la valeur du couple) dépendra de ce paramètre (cf. *infra*, § 3.9.6).

D'autre part, ce rotor permet de créer des configurations plus complexes : il est possible, par exemple, d'y inclure des encoches magnétiques. Ces encoches présentent pratiquement les mêmes difficultés de réalisation que nous avons évoquées, pour un bobinage en une seule couche, au § 3.5.2. Il est indispensable de prévoir que le nombre d'encoches ne soit pas un multiple intégral du nombre de pôles du stator [FIT90]. Ceci afin de minimiser un couple parasite de réluctance qui se crée à cause de la géométrie du circuit magnétique, rendue variable par les encoches.

Finalement, nous rappelons que, dans un disque massif isotrope, les courants s'induisent librement. Il n'est pas impossible que, afin de minimiser leur énergie, les courants raccourcissent leur trajectoire, en se bouclant avant d'arriver aux extrémités du disque (Fig. 3.6.3.1 a)). Deux conséquences en découlent : une réduction du couple électromagnétique et une diminution de la réaction d'induit — car les courants n'empêchent quasiment pas la pénétration du flux. Ce phénomène est représenté dans la Fig. 3.6.3.1 b). En pointillé, la caractéristique couple—vitesse théorique ; en noir, la caractéristique couple—vitesse qui résulte d'un raccourcissement des courants induits.



a) Raccourcissement des courants induits      b) Caractéristique couple – vitesse résultante

Fig. 3.6.3.2      Rotor massif isotrope.

Pour pallier ce problème, une solution consiste à fendre des stries radiales au rotor, en forçant ainsi la distribution radiale des courants. Ces fentes ne modifient point la réluctance statique du circuit magnétique. Toutefois, là où elles découvrent la culasse ferromagnétique, celle-ci est localement et directement exposée au champ du stator (Fig. 3.6.3.2). Tout comme les encoches magnétiques, les fentes vont créer un couple parasite de réluctance. De même, la distribution des courants — qui sera plus homogène, car ceux-ci suivront un circuit électrique mieux défini — accentuera le phénomène de réluctance.

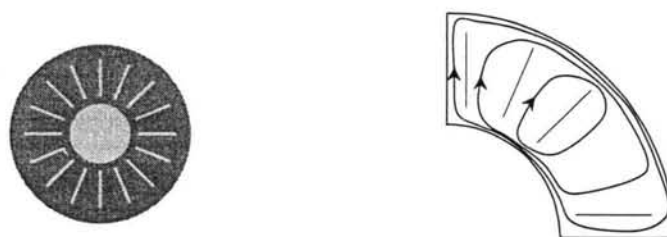


Fig. 3.6.3.3      Rotor fendu élémentaire.

Le choix du nombre d'encoches (ou de fentes) se réalise à partir de certains critères d'exclusion. Ce sont des critères normalement établis pour les machines à entrefer radial et que nous reprenons, dans une première approche, pour le moteur axial. Ces critères, que nous

présentons sans les justifier, sont détaillés dans [ALG70, SAY83, STI54]. Nous remarquons toutefois que, très souvent, ils ont une origine empirique — ils peuvent même apparaître en mutuelle contradiction — et ne représentent qu'une solution approximative. Les cinq critères que nous retenons sont :

- 1)  $N_s - N_r \neq \pm 1, \pm 2, \pm(p \pm 1), \pm(p \pm 2), \pm p, -2p, -5p, \pm 3(p-n)$  pour un moteur triphasé ( $n = 1, 2, \dots$ ),  $\pm 2(p-n)$  pour un moteur diphasé.
- 2)  $N_r > 0,80 N_s$
- 3)  $N_r \cong 0,90 N_s$
- 4)  $N_r =$  nombre pair
- 5)  $N_r \leq 1,25 N_s$

où  $N_s$  et  $N_r$  représentent le nombre de conducteurs au stator et au rotor, respectivement ;  $p$  étant le nombre de pôles.

Pour le moteur triphasé (24 conducteurs), nous avons 22 ou 28 (ou encore 18 ou 30) conducteurs radiaux. Afin de créer un couple relativement homogène et d'éviter — ou de minimiser — les effets de réluctance, les encoches — ou les fentes — ne doivent pas suivre la géométrie des conducteurs du stator. Des encoches rotoriques, décalées d'un pas statorique sont couramment utilisées dans les moteurs asynchrones [SAY83] ; il en est exactement de même pour ce micromoteur, dont le pas angulaire du stator vaut  $15^\circ$  (Fig. 3.6.3.1 a).

Nous ne pouvons toutefois dimensionner directement le moteur diphasé, car ses bobines se superposent. Le pas angulaire de chaque piste étant d'environ  $12^\circ$ , nous aurions 30 conducteurs en une seule couche — approximation qui est correcte pour les pistes non-superposées. Etant donné que les conducteurs du bobinage diphasé (cf. *supra*, § 3.5.3) ne suivent pas tous un motif radial, le rotor fendu que nous montrons dans la Fig. 3.6.3.3 a, lui, une distribution radiale. Pour éviter une réluctance parasite, nous voulons un nombre impair : nous retenons donc 25 ou 27 conducteurs radiaux (Fig. 3.6.3.1 b).



a) Rotor triphasé (30 fentes à  $15^\circ$ )    b) Rotor diphasé (27 fentes radiales)

Fig. 3.6.3.4

Rotor fendu : exemples d'application.

### c) *L'épaisseur du cuivre*

L'épaisseur de la couche de cuivre découle d'un compromis entre la fréquence d'opération et la valeur de l'entrefer. Plus la couche conductrice sera épaisse, plus sa résistance sera faible, et, par conséquent, plus basse sera la fréquence d'opération. Cette variation en résistance n'implique aucune variation pour le couple électromagnétique. Néanmoins, en l'absence d'encoches, l'entrefer se voit augmenté et une diminution nette de la performance apparaît (cf. *infra*, § 3.9.6).

### 3.6.4 Conclusion

Nous avons présenté diverses possibilités pour la conception du rotor. Nous avons remarqué qu'un disque conducteur ne peut suffire pour la création d'un couple électromagnétique utile, en mettant ainsi en évidence la nécessité d'une culasse ferromagnétique. Nous avons, par conséquent, analysé les configurations que l'on peut obtenir en déposant une couche motrice, soit exclusivement en fer, soit en fer et en cuivre, la seconde solution apparaissant plus prometteuse. La modélisation et l'analyse quantitative du rotor seront proposées au § 3.9.

## 3.7 Harmoniques et pertes

### 3.7.1 Introduction

Ce paragraphe nous permettra, d'une façon qualitative, de pondérer les effets négatifs de la génération des harmoniques, ainsi que l'analyse des différentes pertes et l'évacuation de la chaleur qui en résulte. Même si une étude quantitative (cf. *infra*, § 3.9) est possible, l'analyse de ces grandeurs ne pourra donner que des résultats indicatifs.

### 3.7.2 Les harmoniques d'espace [SAY83]

Il existe, dans les moteurs asynchrones, plusieurs types d'harmoniques [BIN75]. Les harmoniques sont causés par les f.m.m. du stator et du rotor, par les encoches, par la saturation, par des courants qu'induisent — à leur tour — les composantes harmoniques du flux... Les harmoniques peuvent empêcher tout simplement le moteur de démarrer (couple de réluctance), ou bien créer des zones sub-synchrones de stabilité (5<sup>ème</sup> et 7<sup>ème</sup> harmonique), ou des vibrations (effets d'encoches), ou encore produire des instabilités mécaniques axiales, voire radiales [SAY83]. Non seulement le rendement du moteur, mais encore son fonctionnement même, en sont perturbés.

### 3.7.3 Les pertes [FIT90]

D'une part, les pertes définissent le rendement du moteur — d'autant plus que l'énergie électrique directement dissipée sera largement supérieure à celle transformée en énergie mécanique ; d'autre part, en constituant ainsi la chaleur à dissiper, elles déterminent — ou elles sont déterminées par — la puissance thermique que la machine (en particulier les isolants) peuvent supporter sans détérioration. Nous rappelons donc ici la nature des diverses pertes que l'on trouve dans toute machine électrique.

#### a) Pertes joule

Ces pertes, aussi appelées  $I^2R$ , existent dans tout conducteur du moteur. Elles sont généralement calculées à partir de la résistance des conducteurs en courant continu à 75°C. L'estimation des pertes joule au stator ne pose donc aucun problème particulier. Etant donnée la géométrie particulière des micromoteurs, il est possible, d'autre part, que ce soit l'alimentation électrique (cf. *supra*, § 3.4) ou des phénomènes tels que l'électromigration — et non pas la dissipation thermique — qui définissent la limite du courant.



Pour le rotor, il en est tout autrement : dans un rotor massif, la trajectoire des courants n'est pas définie. Ces pertes ne peuvent être estimées qu'à partir d'un bilan de puissance. Paradoxalement, une manière assez précise de calculer ces pertes consiste à supposer que toute l'énergie transmise au rotor... est dissipée en chaleur. En effet, le glissement du micromoteur restera toujours très proche de l'unité. Mais l'énergie transmise au rotor demeure inconnue ; elle ne peut être qu'estimée, que ce soit par calcul ou par modélisation. En outre, le rotor n'a de contact mécanique qu'à travers l'axe : toute l'énergie thermique doit s'évacuer par convection. Or, le moteur tournant, c'est bien une convection forcée. L'analyse thermique du rotor reste donc très complexe.

#### **b) Pertes fer**

Ces pertes sont provoquées par le changement du flux dû exclusivement à l'excitation primaire. Elles consistent en des pertes par hystérésis et en des pertes par courants induits, et — dans le cas du moteur asynchrone — résident pratiquement dans la culasse du stator. Les pertes par hystérésis sont généralement calculées à partir du comportement à vide de la machine. Les pertes dues aux courants induits sont sensiblement proportionnelles au carré de la fréquence, de l'induction et de l'épaisseur des feuilles ferromagnétiques ; elles sont donc relativement importantes.

#### **c) Pertes mécaniques**

Les pertes mécaniques incluent le frottement sec du palier, ainsi que le frottement aérodynamique. Elles peuvent être égalées à la puissance qu'un moteur externe nécessite pour faire tourner la machine éteinte. Or, pour les prototypes démonstrateurs dont cette thèse fait l'objet, ces frottements *constituent*, dans la pratique, la charge du moteur. Ils acquièrent donc une importance capitale. Aidé par des courbes et des coefficients expérimentaux, nous pouvons proposer une estimation de leur comportement.

#### **d) Pertes supplémentaires (Stray load loss)**

Les pertes provoquées par une distribution hétérogène des courants dans le cuivre, ainsi que les pertes créées par la distorsion du flux magnétique due aux harmoniques, sont considérées "supplémentaires". Elles sont assez difficiles à calculer et, parfois, ne sont que grossièrement estimées.

### **3.7.4 Conclusion**

Il est clair que le micromoteur que nous étudions ne présentera pas les mêmes problèmes liés aux harmoniques et aux pertes que les machines industrielles. Outre le facteur d'échelle, l'originalité de sa structure le tient à l'écart d'une comparaison directe à ces machines : la distribution des conducteurs au stator, l'absence d'encoches, la taille de l'entrefer, l'isolement du rotor... Nous ne pouvons, en conséquence, tirer profit de tout le savoir-faire de l'électrotechnique industrielle. Et, si nous le pouvions, peut-être ne saurions-nous le mettre en œuvre. Ce sera, en grand partie, lors de la caractérisation du prototype que nous découvrirons l'importance de chaque phénomène présent dans le moteur.

## 3.8 La stabilité magnétique

### 3.8.1 Introduction

Nous avons vu, au chapitre 2 (cf. *supra*, § 2.4.3), qu'un moteur monté sur une suspension magnétique, même s'il peut contenir des composantes magnétiques (du fer, des aimants), ne doit jamais déstabiliser la suspension. Nous analyserons plusieurs cas où la concordance qui est nécessaire entre le moteur et la suspension sera mise en évidence.

### 3.8.2 Rotor sans fer

Nous avons vu qu'une manière d'éviter l'attraction magnétique consiste à proposer un rotor sans fer. Ce principe, exploité par [WIL97], présente le sérieux inconvénient de ne permettre que le développement d'un très modeste couple. Un rotor "excessivement" lourd ou même un contact mécanique quelconque peuvent suffire à paralyser le moteur. Néanmoins, loin d'être instable, le rotor profite d'une lévitation stable, sans aucun contact mécanique (cf. *supra*, § 3.3.5). Ce moteur, mal adapté aux exigences d'un actionneur, semble cependant idoine pour le cahier des charges propre à un capteur.

### 3.8.3 Une configuration sandwich

Jusqu'aux années 1960, les moteurs axiaux comptaient deux disques : un rotor et un stator. Cette structure élémentaire posait, toutefois, de graves problèmes d'attraction magnétique, en gênant le fonctionnement du moteur et en provoquant de sérieuses usures dans l'axe et dans les supports mécaniques [VAR86]. Ce problème fut résolu grâce à l'implémentation d'une configuration "sandwich", ayant deux ou plusieurs stators ou rotors ; la force d'attraction se compense naturellement. Si un micromoteur ayant deux rotors ne semble présenter guère d'intérêt, il est possible de créer un moteur ayant un double stator. Si les deux stators sont identiques — *id est*, qu'ils comportent un bobinage symétrique — la performance du moteur est pratiquement doublée. Mais il est aussi possible d'envisager un deuxième stator "passif", une simple culasse magnétique qui ne soit pas solidaire du rotor mais du stator (Fig. 3.8.3.1).

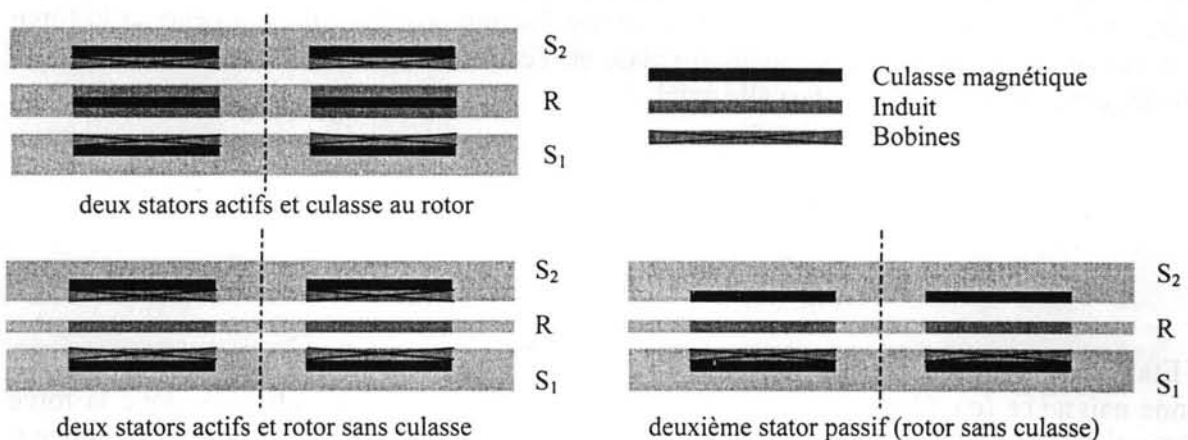


Fig. 3.8.3.1 Configurations "sandwich" pour un micromoteur.

Quoi qu'il en soit, le substrat structurel de ces configurations se dessine nettement comme tridimensionnel et, par conséquent, difficile à réaliser dans le cadre de notre travail.

### 3.8.4 Une analyse de stabilité

Nous avons présenté, aux § 3.8.2 et § 3.8.3, deux configurations — très différentes entre elles — qui ne causent pas d'instabilité magnétique. Toutefois, la configuration que nous avons retenue lors de notre étude — deux disques présentant tous deux des pièces ferromagnétiques — est intrinsèquement instable : plus le moteur sera performant, plus cette instabilité sera importante. Cette instabilité naturelle nous fit craindre, dans un premier temps, qu'un moteur à pièces polaires et un palier à aimants permanents ne fussent inconciliables. Nous analyserons donc la nature de cette instabilité, afin de déterminer si l'association que nous proposons est valable.

#### a) Le moteur asynchrone du point de vue de la magnétostatique

La Fig. 3.8.4.1 montre les pièces polaires dans le moteur axial. Il est évident que, à cause du flux mutuel entre le rotor et le stator, ces pièces vont se sentir attirées entre elles.

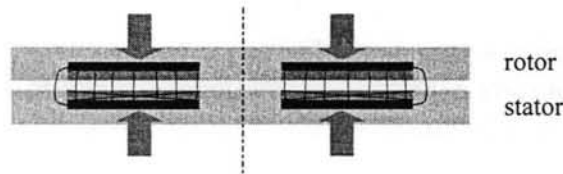


Fig. 3.8.4.1 Attraction des pièces polaires dans un moteur axial.

Cette attraction, en créant des instabilités axiale et angulaire, provoque l'effet contraire d'une butée magnétique. Or, afin de minimiser la réluctance du système, cette attraction tend à aligner radialement les pièces polaires ; il s'agit bel et bien d'un centreur à réluctance variable. Néanmoins, l'instabilité axiale ( $k_z$ ) du moteur est (bien) plus importante que la stabilité radiale ( $2k_r$ ) qu'il puisse offrir (cf. *supra*, § 2.4.3). Le moteur vérifie donc l'inéquation  $k_z \geq -2k_r$  (2.4.4.10). La raideur radiale ayant sans doute une valeur négligeable — ce n'est point le but des pièces polaires —, nous calculons la valeur de la raideur axiale.

La suspension magnétique que nous avons choisie pour le moteur consiste en une butée simple (Fig. 3.8.4.2 ; butée type E1, cf. *supra*, § 2.4.1). La raideur radiale de cette suspension, assurée par l'axe mécanique, est considérée infinie. Néanmoins, les autres raideurs et la force de sustentation dépendent de la position axiale et, l'entrefer n'étant pas constant, la stabilité doit être assurée le long d'un intervalle axial.

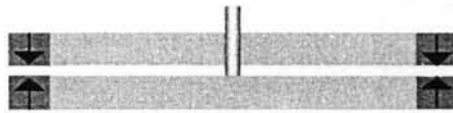


Fig. 3.8.4.2 Butée simple.

Etant donné que les courants induits créent un flux magnétique s'opposant au flux qui leur donne naissance (en développant ainsi des forces de répulsion), l'induction — donc la force d'attraction magnétique — au moteur asynchrone trouve son maximum lorsque le glissement est nul. Ceci équivaut à ramener le problème à un calcul de magnétostatique. En partant de la loi d'Ampère, nous avons exploité les résultats trouvés sur Flux2D.

La loi d'Ampère, appliquée à un circuit magnétique, indique que l'induction dans le système décroît avec la longueur du circuit. L'expression de la force d'attraction peut être

trouvée, par exemple, à partir du principe des travaux virtuels, appliqué à l'énergie magnétostatique du système [FIT90]. Si la force entre deux moments magnétiques varie avec l'entrefer à la puissance 3 (à la puissance 4, pour les raideurs), cette puissance se voit diminuée d'un ordre 1, par la prise en compte de la variation du volume d'air de l'entrefer. De cette analyse, nous ne retenons donc que le rapport entre la valeur de la force et celle de l'entrefer :

$$F_m = K_F/e^2 \quad (3.8.4.1)$$

où  $F_m$  [N] dénote la force d'attraction,  $e$  [m] représente l'entrefer magnétique et  $K_F$  est une constante de proportionnalité.

Les raideurs ont été définies au § 2.4.2. Nous nous intéressons aux raideurs axiale,  $k_z = \partial F_z / \partial z$ , et angulaire,  $k_\theta = \partial T / \partial \theta$  (cf. *supra*, § 2.8.4). Elles valent donc :

$$k_z = -2K_F/e^3 = K_K/e^3 \quad (3.8.4.2)$$

$$k_\theta = (1/2 R_{moy}^2 k_z) K_K/e^3 = K_\theta/e^3 \quad (3.8.4.3)$$

où  $k_z$  est indiquée en [N/m] et  $k_\theta$  en [N.m/rad] ;  $K_K$  et  $K_\theta$  sont encore des constantes de proportionnalité.

Nous rappelons que l'entrefer mécanique et l'entrefer magnétique n'ont pas la même valeur : la valeur minimale de l'entrefer magnétique — quand les deux disques sont en contact — est de 185  $\mu\text{m}$  et 225  $\mu\text{m}$ , pour les moteurs triphasé et diphasé, respectivement (Fig. 3.8.4.3).

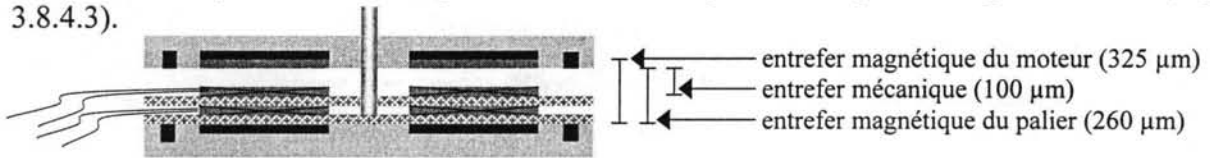


Fig. 3.8.4.3 Les différents entrefers du moteur diphasé.

Le courant d'alimentation est de 3 A<sub>rms</sub> pour le moteur triphasé et de  $\sqrt{2}$  A<sub>rms</sub> pour le moteur diphasé (cf. *infra*, § 3.9.5). Abstraction faite de l'entrefer, toutes les caractéristiques géométriques et magnétiques du moteur sont confondues dans les constantes que nous avons définies. Elles sont présentées dans le tableau 3.8.4.1. Les signes (-) de  $K_F$  et (+) de  $K_K$  indiquent qu'il s'agit d'une force de rappel, le signe (-) de  $K_\theta$  annonce une instabilité angulaire.

Moteur	$K_F$ [N m <sup>2</sup> ]	$K_K$ [N m <sup>2</sup> ]	$K_\theta$ [N m <sup>4</sup> /rad]
Triphasé, 8 pôles	-1,5·10 <sup>-9</sup>	2,9·10 <sup>-9</sup>	-3,6·10 <sup>-14</sup>
Diphasé, 2 pôles	-1,5·10 <sup>-9</sup>	3,1·10 <sup>-9</sup>	-3,8·10 <sup>-14</sup>

Tableau 3.8.4.1 Caractéristiques magnétiques des moteurs.

Nous avons calculé les caractéristiques qui permettent de considérer le moteur asynchrone comme un centreur à réductance variable. Nous allons ensuite le confronter au palier magnétique, afin d'établir la qualité de la stabilité du système.

**b) Le moteur asynchrone face au palier magnétique**

Il est indispensable que le moteur n'ait aucune interaction magnétique avec la suspension ; la stabilité du moteur doit être assurée, même aux dépens de la performance motrice. Cette considération est importante : le diamètre total du moteur sera bien supérieur à celui des pièces qui assument les fonctions motrices. Il s'agit, sans doute, de l'un des inconvénients majeurs des paliers magnétiques. Dans notre moteur, le rapport vaut 18 mm / 14 mm, soit 1,29. Nous avons vérifié, à l'aide de Flux2D, si effectivement aucune interaction magnétique n'apparaît entre le moteur et le palier.

La Fig. 3.8.4.4 montre l'évolution de la force axiale et des raideurs axiale et angulaire, pour une butée magnétique (de section  $l$  150  $\mu\text{m}$  x  $h$  200  $\mu\text{m}$ , l'entrefer minimal valant ici 160  $\mu\text{m}$ ) et pour le moteur. Le poids du rotor est inclus dans la force axiale.

Fig. 3.8.4.4 Comportement magnétique du moteur et de la suspension.

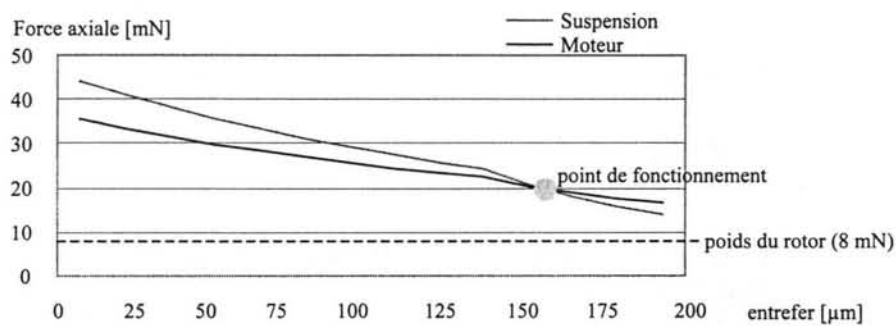


Fig. 3.8.4.4 a) Force axiale versus entrefer.

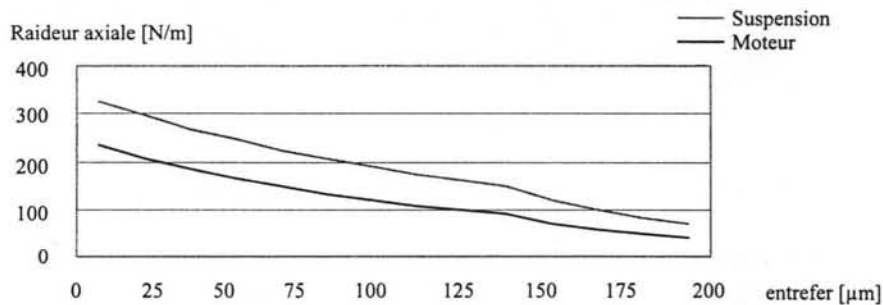


Fig. 3.8.4.4 b) Raideur axiale versus entrefer.

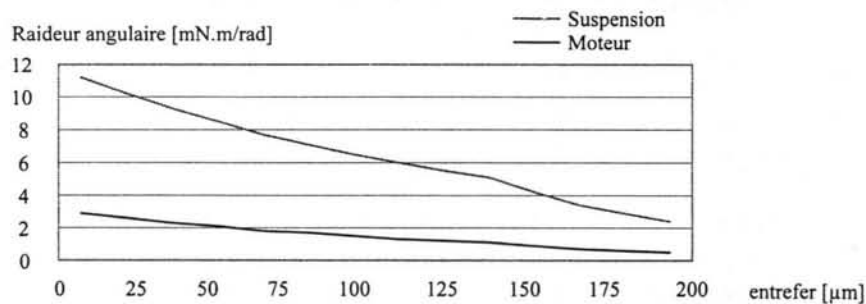


Fig. 3.8.4.4 c) Raideur angulaire versus entrefer.

Pour que le comportement du moteur puisse effectivement être analysé du point de vue de la magnéto-statique, il est nécessaire que le flux demeure constant. Comme nous l'avons indiqué, les courbes de la Fig. 3.8.4.4 représentent le cas extrême — le plus pessimiste où les courants induits sont nuls (glissement nul). Là, la force (d'attraction) et les raideurs (d'instabilité) du moteur sont maximales.

La condition de sustentation est donc assurée lorsque la force de la butée est supérieure à la force globale du moteur. Pour le système analysé dans la Fig. 3.8.4.4 a, il y aura sustentation pour un entrefer d'environ 150  $\mu\text{m}$  ; cette valeur détermine donc le point d'équilibre du système.

Autrement, la Fig. 3.8.4.5 indique le point de fonctionnement du moteur — la force d'attraction du moteur étant égale à la force de répulsion du palier — lorsque la fréquence du rotor (donc la densité des courants induits) varie.

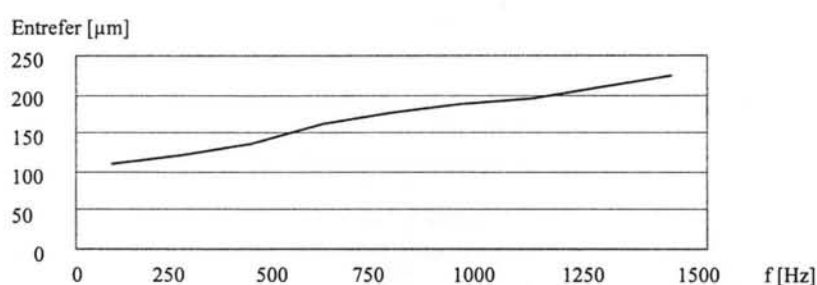


Fig. 3.8.4.5 Variation de l'entrefer par rapport à la fréquence d'alimentation

La sustentation sera d'autant plus stable que les raideurs de la suspension surpassent celles du moteur — ce qui est vrai tout le long de l'intervalle analysé. Si ces deux conditions sont vérifiées, l'association moteur – suspension que nous proposons s'avère légitime.

### 3.8.5 Conception intégrée : système moteur - suspension

Nous avons présenté, au § 2.9.3, une suspension associant un palier à aimants permanents à des pièces polaires. Le flux magnétique est créé par une bague d'aimant permanent, fixée au stator. Le rotor, réalisé en matériau ferromagnétique, canalise le flux magnétique ; sa stabilité angulaire est ainsi assurée (Fig. 3.8.5.1).



Fig. 3.8.5.1 Moteur – suspension intégrés.

Cette structure est proposée et analysée dans [GUE98] (cf. *supra*, chapitre 2, § 2.9.3). Ce que nous voulons retenir ici, c'est le principe même de son fonctionnement : la suspension et le moteur coexistent en équilibre stable. Même si nous avons expliqué — au § 2.9.3 — les difficultés associées à la miniaturisation de cette suspension, ce seront certainement des structures harmonieuses et simples comme celle-ci qui rendront pleine valeur au terme *microsystème*.

### 3.8.6 Conclusion

Dans ce paragraphe, quatre configurations magnétiques très différentes ont été proposées en vue d'assurer la stabilité magnétique du moteur. Si certaines structures (cf. § 3.8.2 et § 3.8.3) étaient relativement classiques, les deux autres — qui semblaient, au premier regard, contraires à la logique — sont plus originales. En conséquence, une suspension magnétique peut permettre le bon fonctionnement du moteur.

## 3.9 Modélisation par éléments finis

### 3.9.1 Introduction

Nous avons jusqu'ici discuté les diverses considérations pour la conception du micromoteur asynchrone. Afin de connaître les performances de ce moteur, nous le modéliserons par un logiciel d'éléments finis.

### 3.9.2 Les méthodes analytiques

Il existe bien des méthodes pour le calcul analytique du moteur asynchrone. Quelques-unes d'entre elles [CHA87, VAR86] sont relativement maniables, mais exigent la connaissance *a priori* de certaines grandeurs qui peuvent être des inconnues avant les essais expérimentaux (par exemple, la tension et le courant d'entrée). En plus, les simplifications des analyses peuvent donner lieu à d'importantes imprécisions dans les résultats.

D'autres méthodes [ESP95, MEN94], basées sur la résolution des équations de Maxwell, sont beaucoup plus fines, mais elles requièrent des moyens de calcul bien plus considérables ; elles sont parfois plus proches des méthodes dites numériques (telles que les éléments finis ou les différences finies) que des méthodes proprement analytiques.

Ces considérations nous ont donc poussé vers une analyse numérique, basée sur la méthode des éléments finis.

### 3.9.3 Les éléments finis en 2D et 3D

Nous avons utilisé les deux logiciels de calcul par éléments finis développés au LEG : Flux2D et Flux3D [CED]. Le calcul dans Flux2D repose sur la connaissance du potentiel magnétique vectoriel. Dans Flux3D, l'utilisateur choisit entre le potentiel magnétique scalaire et le potentiel magnétique vectoriel ; un calcul hybride est même possible, en appliquant des formulations différentes aux diverses régions. L'approche d'utilisation de chacun de ces deux logiciels n'étant pas la même, nous les avons exploités différemment.

#### a) Le modèle 2D

La Fig. 3.9.3.1 montre le modèle et la géométrie bidimensionnels d'un moteur triphasé. Grâce à des conditions limites antisymétriques, seul un pôle magnétique sur huit est nécessaire pour l'analyse.

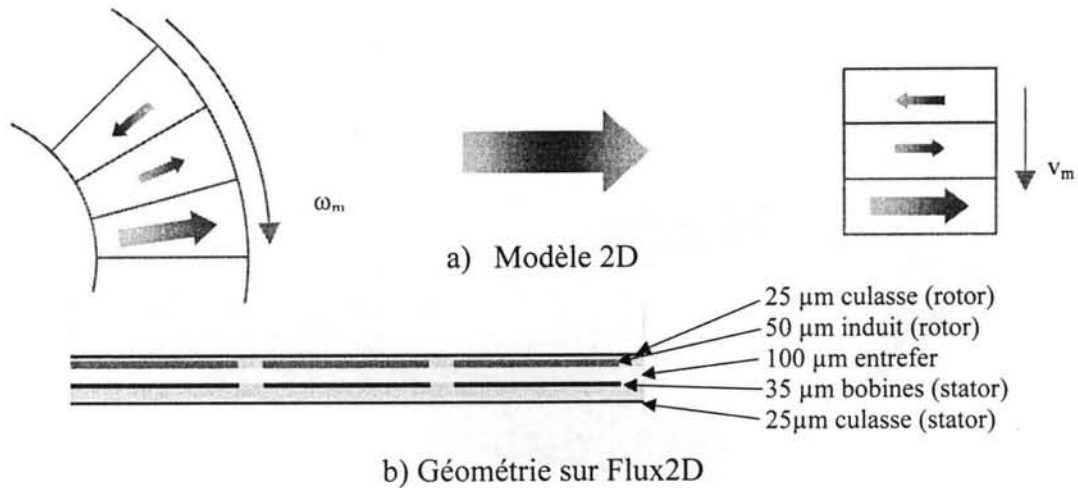


Fig. 3.9.3.1 Modèle 2D d'un moteur triphasé (1/8 du moteur).

Ce modèle suppose, d'une part, que tous les phénomènes présentent une symétrie suivant un axe : les courants induits suivent toujours une trajectoire radiale, l'induction ne varie pas le long d'un déplacement radial, il n'y a pas d'effet de bord.

D'autre part, la courbure des disques est négligée. Cette hypothèse sera d'autant plus valable que le diamètre utile du moteur est supérieur au pas polaire. Le moteur triphasé, ayant un angle polaire de  $45^\circ$ , est assez correctement modélisé. En revanche, le modèle du moteur diphasé, celui-ci ne comportant qu'une seule paire de pôles, est bien plus imprécis (Fig.3.9.3.2).



Fig. 3.9.3.2 Modèle 2D d'un moteur diphasé (1/2 du moteur).

Pour définir la géométrie 2D des moteurs, nous avons tenu compte de leur disposition géométrique au rayon moyen ( $r = 5 \text{ mm}$ ). La définition de la géométrie du moteur diphasé — laquelle n'est pas constante le long du rayon — est donc plus délicate ; non seulement les dimensions, mais aussi la distribution des bobines, ont donc été représentées de manière approximative. D'ailleurs, l'importance de l'épaisseur des couches isolantes est manifeste dans cette figure.

A côté des inconvénients mentionnés, le modèle bidimensionnel garde quelques avantages importants. Il est, d'une part, énormément moins lourd que le modèle tridimensionnel, ce qui permet notamment de créer un maillage beaucoup plus fin, donc des résultats de bonne qualité. Cet outil se prête spécialement à une analyse paramétrique. D'autre part, il est possible de réaliser des modélisations non-linéaires, prohibitives dans le modèle 3D. Nous garderons donc ce modèle pour une importante partie, quantitative, de notre analyse.



### **b) Le modèle 3D**

Le modèle 3D requiert moins de simplifications géométriques et magnétiques. Il permet donc de bien visualiser les phénomènes tridimensionnels, tels que la distribution du champ magnétique ou celle des courants induits au rotor. La Fig. 3.9.3.2 montre un pôle du modèle du moteur triphasé.

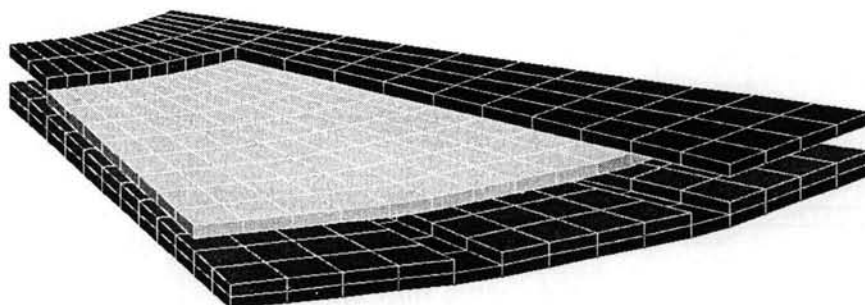


Fig. 3.9.3.3 Modèle 3D d'un moteur triphasé (1/8 du moteur).

Néanmoins, cette analyse tridimensionnelle ne sera que qualitative. En effet, le rapport des dimensions du moteur — l'épaisseur des diverses couches, ainsi que la valeur de l'entrefer, sont très petites par rapport au rayon du moteur — exige un maillage très lourd, nécessitant ainsi un temps de calcul très long et une grande quantité de mémoire. Bien que le calcul des courbes que nous présenterons dans cette section ait demandé près d'une semaine de résolution, nous avons constaté que les résultats présentaient du bruit numérique, lié à une discrétisation insuffisante. Pour ces mêmes raisons, nous n'avons modélisé en 3D que le moteur triphasé.

### **3.9.4 Les méthodes de calcul par éléments finis**

La méthode des éléments finis propose plusieurs approches pour modéliser la machine asynchrone. Nous les discutons ici brièvement.

#### **a) La magnétostatique**

Comme nous l'avons vu au § 3.8.4, l'analyse de la machine asynchrone peut être ramenée à un problème de magnétostatique. Cette approche est valable lorsque aucun courant n'est induit au rotor, condition qui est satisfaite lorsque le moteur tourne à la vitesse de synchronisme, ou bien si la fréquence d'alimentation est très basse (ou en courant continu). Même si le fonctionnement correct de la machine ne peut être correctement représenté par la magnétostatique, elle est très utile pour la distribution du flux magnétique et la force d'attraction entre les pièces polaires (cf. *supra*, § 3.8.4). Elle permet, en plus, d'analyser les caractéristiques à vide de la machine, particulièrement pour le calcul de la réactance de magnétisation.

#### **b) La méthode du pas à pas dans le temps**

Cette méthode, très complète, est aussi très lourde à mettre en œuvre. Une approximation par éléments finis dans l'espace et une approximation par différences finies dans le temps sont ici utilisées [VAS90]. Particulièrement utile pour l'analyse du régime transitoire, elle n'a guère d'intérêt pour notre étude, dédiée aux caractéristiques générales de la machine.

### c) La magnétodynamique complexe

Cette méthode suppose que toutes les sources d'alimentation varient sinusoïdalement dans le temps. Toutes les inconnues — calculées à partir du potentiel vecteur magnétique — varient donc, elles aussi, sinusoïdalement, hypothèse qui n'est valable que lorsque tous les matériaux sont linéaires. Une courbe B(H) équivalente, basée sur des considérations énergétiques, est ainsi définie pour les matériaux non-linéaires [VAS90]. Pour une résolution non-linéaire, certaines grandeurs locales peuvent être inexactes. Les grandeurs globales, telles que le couple ou les courants, sont en revanche bien calculées.

Le mouvement du rotor n'est pas pris en compte. En effet, la fréquence du rotor est égale à celle du stator au facteur  $g$  près :  $f_r = g f_s$ , où  $g$  représente le glissement (cf. *supra*, § 3.4.2). Si deux fréquences coexistent dans la machine asynchrone, seule une en est définie dans la magnétodynamique complexe. Pour résoudre ce problème, une solution consiste à diviser la résistivité des composants du rotor par la valeur du glissement [SAH94] ; la seule fréquence considérée est donc celle du stator. Cette approche suppose, toutefois, que la fréquence du stator est constante ; or, nous avons choisi une alimentation à fréquence et à tension variables. La solution que nous retenons consiste à appliquer, dans tout le moteur, la fréquence du rotor. Nous ne connaissons donc ni la fréquence d'alimentation ni la vitesse mécanique associée au glissement. Mais, le glissement étant toujours très proche de l'unité (cf. *supra*, § 3.4.4), cette approche demeure une interprétation plus réelle du fonctionnement du moteur.

### 3.9.5 La structure du moteur

#### a) La géométrie

Les caractéristiques principales du moteur sont données dans le tableau 3.9.5.1. Nous avons retenu les configurations triphasée en huit pôles (en une seule couche de conducteurs) et diphasée bipolaire (en deux couches de conducteurs). Ces configurations pouvant être réalisées de façon conventionnelle ou par microfabrication (cf. *infra*, § 3.13 et § 3.14), nous avons quatre structures à analyser.

Paramètres	Triphasé fabrication classique	Triphasé microfabrication	Diphasé fabrication classique	Diphasé microfabrication
Nombre de pôles	8	8	2	2
Nombre total de pistes	24	24	48	240
Épaisseur pistes	35 $\mu\text{m}$	80 $\mu\text{m}$	35 $\mu\text{m}$	80 $\mu\text{m}$
Épaisseur cuivre rotor	50 $\mu\text{m}$	50 $\mu\text{m}$	50 $\mu\text{m}$	50 $\mu\text{m}$
Largeur minimale pistes	585 $\mu\text{m}$	765 $\mu\text{m}$	300 $\mu\text{m}$	80 $\mu\text{m}$
Distance entre pistes	200 $\mu\text{m}$	20 $\mu\text{m}$	300 $\mu\text{m}$	20 $\mu\text{m}$
Densité de courant	102 A <sub>rms</sub> /mm <sup>2</sup>	82 A <sub>rms</sub> /mm <sup>2</sup>	135 A <sub>rms</sub> /mm <sup>2</sup>	156 A <sub>rms</sub> /mm <sup>2</sup>
Courant maximal	3 A <sub>rms</sub> (3 A t)	5 A <sub>rms</sub> (5 A t)	1,4 A <sub>rms</sub> (68 A t)	1 A <sub>rms</sub> (240 A t)
Épaisseur totale isolants	100 $\mu\text{m}$	20 $\mu\text{m}$	105 $\mu\text{m}$	30 $\mu\text{m}$
Entrefer mécanique	100 $\mu\text{m}$	50 $\mu\text{m}$	100 $\mu\text{m}$	50 $\mu\text{m}$
Entrefer magnétique	285 $\mu\text{m}$	200 $\mu\text{m}$	325 $\mu\text{m}$	290 $\mu\text{m}$
Entrefer palier	220 $\mu\text{m}$	140 $\mu\text{m}$	260 $\mu\text{m}$	230 $\mu\text{m}$

Tableau 3.9.5.1 Caractéristiques des moteurs analysés.

Nous remarquons que les bobines fines ont largement été sous-utilisées. D'une part, comme nous en avons déjà discuté, pour incrémenter la densité de courant dans le moteur triphasé (réalisé en une seule couche) il est nécessaire d'augmenter le nombre de pôles, ce qui pose de sérieux problèmes de connexion. D'autre part, le courant du moteur diphasé (en deux couches) peut bien évidemment être augmenté (jusqu'à environ  $6 A_{rms}$ , soit  $1440 A_{rms}$  t), sachant que des refroidisseurs devront dissiper la chaleur générée au stator et que la stabilité magnétique devra être soigneusement analysée.

### *b) Les courants au stator*

Dans Flux2D l'alimentation peut être définie soit à partir d'une tension d'entrée, soit en imposant un courant dans le conducteur. Même si l'alimentation en tension permet d'utiliser les équations de circuit, nous avons choisi la seconde option. En effet, l'alimentation travaillera, justement, à courant imposé.

Dans Flux3D, des inducteurs (*id est*, des boucles de courant) peuvent être définis, particulièrement lorsque la section des bobines est petite par rapport au système analysé. Nous avons, toutefois, considéré qu'il était nécessaire de tenir compte des conducteurs au stator — étant donnée l'importance de leur largeur — et nous les avons représentés géométriquement. Le courant dans un conducteur massif est défini, soit par l'imposition d'une densité de courant constante, soit par l'imposition des tensions aux bornes des conducteurs, le courant étant calculé par une résolution en électrocinétique. Étant donné que la section des conducteurs est proportionnelle au rayon, la densité de courant n'y est pas constante ; nous avons donc démarré par une résolution en électrocinétique.

### *c) Les courants au rotor*

Nous avons proposé, au § 3.6.3, les possibilités de réalisation du rotor. Sa structure peut être isotrope, ou bien comporter des fentes ou encore des encoches.

Bien que toutes ces configurations puissent être modélisées dans Flux2D, leur modélisation présente quelques limitations. Par exemple, la présence des fentes ne modifie point la distribution, par définition bidimensionnelle, des courants induits modélisés.

Quant au rotor isotrope, la somme des courants induits, dans une paire de pôles magnétiques, est nulle. Pour calculer un courant équivalent, nous pouvons diviser la géométrie de l'induit en des sections dont le courant n'est pas nul. Ce choix est complètement arbitraire, n'ayant aucune relation avec les discussions que nous avons menées, au § 3.6.3, concernant l'optimisation de la structure.

Proposer, par exemple, une section par phase et par pôle peut considérablement simplifier l'interprétation des résultats. Regardons ce qui se passe au rotor le long d'un pôle magnétique dans le moteur diphasé. La Fig. 3.9.5.2 montre la distribution axiale des courants induits dans la moitié d'un moteur. La ligne pointillée indique l'enveloppe sinusoïdale des courants.

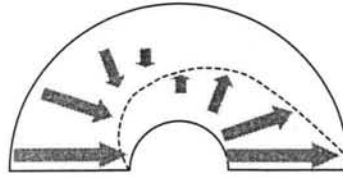


Fig. 3.9.5.2 Induction des courants au rotor.

Le courant total est calculé à partir de la distribution de la densité de courant dans l'induit :

$$I_2 = \int \vec{J} \cdot d\vec{S} = 2 \int_0^{\frac{\pi}{2}} J_{max} \delta_r R_{moy} \sin(\theta + \varphi_2) d\theta = 2 J_{max} \delta_r R_{moy} \quad (3.9.5.1)$$

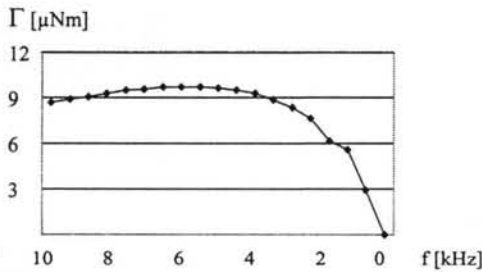
où  $\delta_r$  est l'épaisseur de l'induit,  $R_{moy}$  son rayon moyen (défini dans la géométrie) et  $\varphi_2$  l'angle de déphasage entre le courant du stator et celui du rotor.

La valeur de  $I_2$  est constante et ne dépend pas de l'angle  $\varphi_2$ .  $I_2 = I_2(\varphi_2)$  représente le courant complexe calculé par la magnétodynamique sur un segment — défini par pôle et par phase — du rotor ; il donne en conséquence toute l'information requise pour connaître la distribution bidimensionnelle des courants induits au rotor.

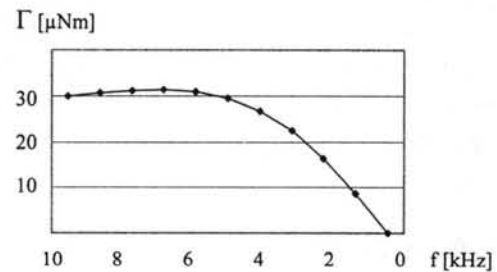
### 3.9.6 Le couple électromagnétique

#### a) Caractéristique couple – fréquence

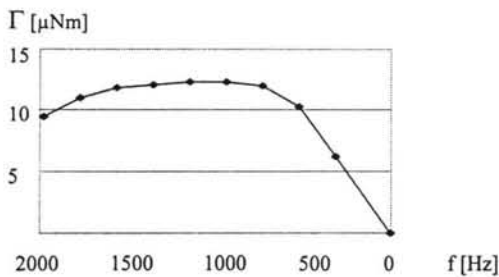
La maximisation du couple électromagnétique est bien l'objectif que nous recherchons. Nous présentons d'abord les caractéristiques couple – fréquence des quatre moteurs dans la Fig. 3.9.6.1, pour ensuite les analyser.



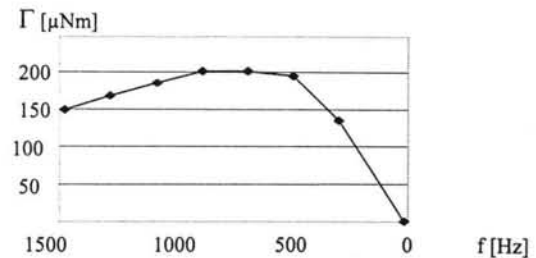
a) moteur triphasé fabrication classique



b) moteur triphasé microfabrication



c) moteur diphasé fabrication classique



d) moteur diphasé microfabrication

Fig. 3.9.6.1 Caractéristiques couple—fréquence calculées sur Flux2D.

### b) La fréquence d'opération

Les courbes de la Fig. 3.9.6.1 montrent que les moteurs génèrent un couple maximal à environ 1 et 6 kHz pour le moteur diphasé et triphasé, respectivement. Bien que nous ayons prédit d'importants glissements pour ces moteurs, il s'avère toujours délicat de proposer une explication trop simpliste pour des phénomènes aussi complexes. Toutefois, pour obtenir une tension induite  $e = (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \cdot \mathbf{l}$ , il semble évident qu'aux petites échelles — le champ magnétique étant lui aussi modeste — une vitesse de glissement importante soit nécessaire. Nous avons vu, au chapitre 1 (cf. *supra*, § 1.2.5, voir aussi § 1.3.2), que les micromoteurs électroquasistatiques fonctionnent, eux, à de très hautes fréquences d'opération (jusqu'à 30 MHz [BAR89, FUH92b]).

Nous verrons aussi, dans la deuxième partie de ce chapitre, que les fréquences d'opération requises lors des essais expérimentaux seront, en fait, bien supérieures à celles que nous avons prédites. En effet, les hypothèses bidimensionnelles que nous avons acceptées nous mènent à une distribution complètement radiale des courants induits. Ces courants décrivent, en fait, des boucles dont les composantes radiales suivent les tensions induites et se referment sur des isopotentiels angulaires (Fig.3.9.6.2).

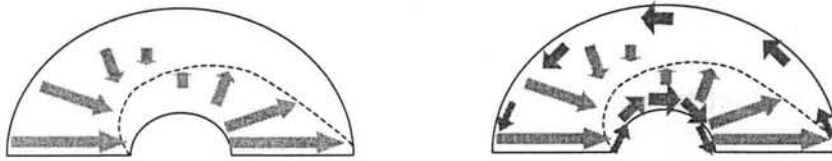


Fig. 3.9.6.2 a) Courants induits sur Flux2D. b) Boucles des courants induits.

Les courants induits parcourent un chemin beaucoup plus long que celui supposé par la modélisation bidimensionnelle ; en conséquence, la résistance équivalente du rotor augmente considérablement. Comme nous l'avons discuté au § 3.4.3 (voir aussi les figures 3.9.6.3 et 3.9.6.4), une augmentation de la résistance rotorique se traduit par une augmentation de la fréquence d'opération, le couple maximal étant constant. Plus le pas polaire est grand, plus cette erreur est importante. C'est pourquoi, dans les courbes 3.9.6.1 c) et d), les valeurs calculées de la fréquence d'opération s'avèrent très inférieures à celles que nous allons retrouver lors des essais expérimentaux.

Une façon de modifier la fréquence d'opération — ce que l'on fait dans un moteur à rotor bobiné — est de faire varier la résistance du rotor [FIT90]. Le résultat est une famille de courbes stables, dont le couple maximal est constant (Fig. 3.9.6.3).

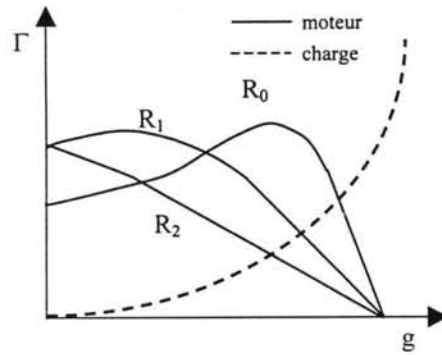


Fig. 3.9.6.3 Variation de la résistance du rotor : caractéristique couple – vitesse

La valeur de la fréquence d'opération dépendra, en pratique, de l'épaisseur du cuivre. La variation de ce paramètre ne modifie la valeur du couple que dans la mesure où l'entrefer magnétique du moteur résulte altéré (Fig. 3.9.6.4).

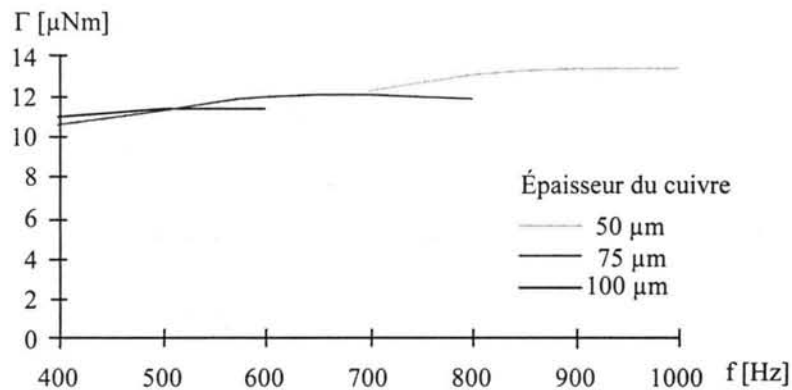


Fig. 3.9.6.4 Variation de l'épaisseur du cuivre (moteur diphasé)

### c) La valeur du couple

Les deux prototypes proposés en fabrication conventionnelle génèrent des couples dont la valeur crête atteint des valeurs comprises entre 10 et 15  $\mu\text{Nm}$ . Par expérience, nous savons que ces forces permettent de faire tourner un micromoteur à palier magnétique [CUG96, FER98].

Il en est autrement pour les moteurs qui procèdent d'une microfabrication. Alors que le couple du moteur triphasé atteint une valeur de 30  $\mu\text{Nm}$ , le moteur diphasé — qui tire un bénéfice largement supérieur des microtechnologies — arrive, théoriquement, à 200  $\mu\text{Nm}$ . Nous avons aussi remarqué que les bobines de ce moteur ont été sous-utilisées lors de la modélisation. En les alimentant par un courant de 6  $A_{\text{rms}}$  (938  $A_{\text{rms}} / \text{mm}^2$ ), le couple moteur atteindrait 7,2 mNm. Contrairement aux moteurs fabriqués de manière conventionnelle, ceux-ci peuvent alors jouer le rôle d'actionneurs, en portant des charges mécaniques.

Nous rappelons que, à cause des simplifications acceptées dans le modèle bidimensionnel, les valeurs réelles de couple seront toujours plus petites que celles que nous avons prédites.

#### d) La saturation magnétique

Lorsque nous avons défini, au § 3.9.3, les géométries des moteurs, nous avons fixé la valeur de l'épaisseur des culasses magnétiques à  $50\ \mu\text{m}$  ; ce choix relève principalement de la fabrication des moteurs (cf. *infra*, § 3.12). Cette épaisseur reste toutefois insuffisante lorsque l'on applique des courants relativement importants et le phénomène de saturation magnétique apparaît dans le matériau. Ce phénomène sera plus accentué à basse fréquence d'opération, lorsque les courants induits auront leur plus faible valeur. Cela se traduira par une plus faible valeur du couple, ainsi que par un décalage de la courbe couple – fréquence vers de plus hautes fréquences. Evidemment, plus le nombre de pôles sera grand, moins la saturation magnétique sera importante ; ainsi un moteur dipolaire y sera particulièrement sensible.

Une modélisation non-linéaire — à partir des propriétés du FeBSi (cf. *infra*, § 3.12.4) — nous permet de quantifier les effets de la saturation magnétique. La Fig. 3.9.6.5 présente ainsi la caractéristique couple – fréquence du moteur diphasé (qui garde ici la structure dipolaire) : le couple maximal est diminué d'environ  $12\ \mu\text{Nm}$  (à une fréquence de 1 kHz, cf. *supra*, Fig. 3.9.6.1 c) à moins de  $10\ \mu\text{Nm}$  (à une fréquence de 2 kHz).

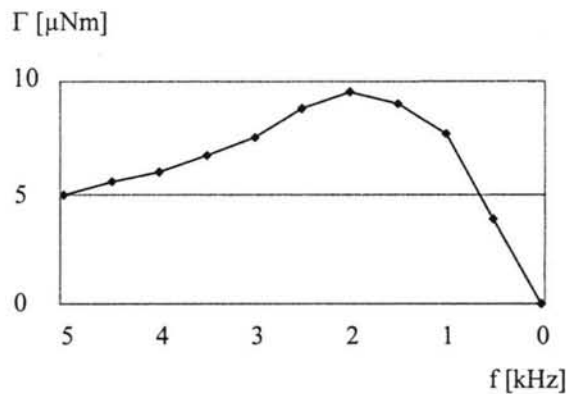


Fig. 3.9.6.5 Effet de la saturation magnétique (moteur diphasé)

#### 3.9.7 Les grandeurs magnétiques

La Fig. 3.9.7.1 montre la distribution de la composante axiale du champ magnétique à l'entrefer, l'induction ayant une valeur maximale d'environ 60 mT. Nous remarquons que le champ magnétique apparaît sensiblement proportionnel au rayon du moteur.

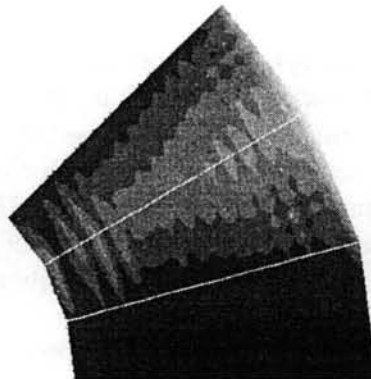


Fig. 3.9.7.1 Induction à l'entrefer (moteur triphasé à  $f_{\text{rotor}} = 6\ \text{kHz}$ ,  $B_{\text{max}} = 60\ \text{mT}$ ).

Cette faible valeur d'induction représente, du point de vue de l'électromagnétisme, le mauvais rendement du micromoteur asynchrone. En effet, si la valeur moyenne de l'induction à l'entrefer est de 50 mT, la densité d'énergie à l'entrefer est de  $1 \text{ kJ/m}^3$  ; cette valeur est bien inférieure à la limite imposée par la saturation ( $900 \text{ kJ/m}^3$  à 1,5 T).

Le tableau 3.9.7.1 présente la valeur de l'épaisseur minimale des culasses ferromagnétiques nécessaire pour éviter la saturation, ainsi que la force maximale d'attraction entre les pièces polaires (à glissement nul ou à une très basse fréquence d'opération).

	Triphasé fabrication classique	Triphasé microfabrication	Diphasé fabrication classique	Diphasé microfabrication
Épaisseur minimale [ $\mu\text{m}$ ]	30	50	160	800
Force d'attraction [mN]	9	40	29	688

Tableau 3.9.7.1 Épaisseur minimale et forces d'attraction des pièces polaires.

Comme nous l'avons discuté au § 3.8.4, plus le moteur est performant, plus il est instable et, par conséquent, plus la suspension doit être robuste, en forces et en raideurs. Il en résultera donc une variation importante de l'entrefer (voir *supra*, Fig. 3.4.4.5), lequel trouve sa valeur maximale lorsque le moteur n'est pas alimenté et sa valeur minimale à basse fréquence d'opération.

Lorsque les forces d'attraction ou les raideurs d'instabilité que génère le moteur sont trop importantes et si les aimants ne peuvent assurer un bon comportement du système, il peut être convenable d'utiliser une suspension différente — telle qu'un système intégré (cf. *supra*, § 3.8.5) ou un palier à bille. Nous rappelons toutefois que les analyses du chapitre 2 nous ont montré que, précisément, une suspension magnétique miniature peut facilement être surdimensionnée.

### 3.9.8 Les courants induits

Nous avons expliqué, au § 3.9.5, la façon dont se développent les courants au rotor. La Fig. 3.9.8.1 montre les allures de densité de courant obtenues par la modélisation. Les fentes que nous avons créées au rotor y sont visibles.

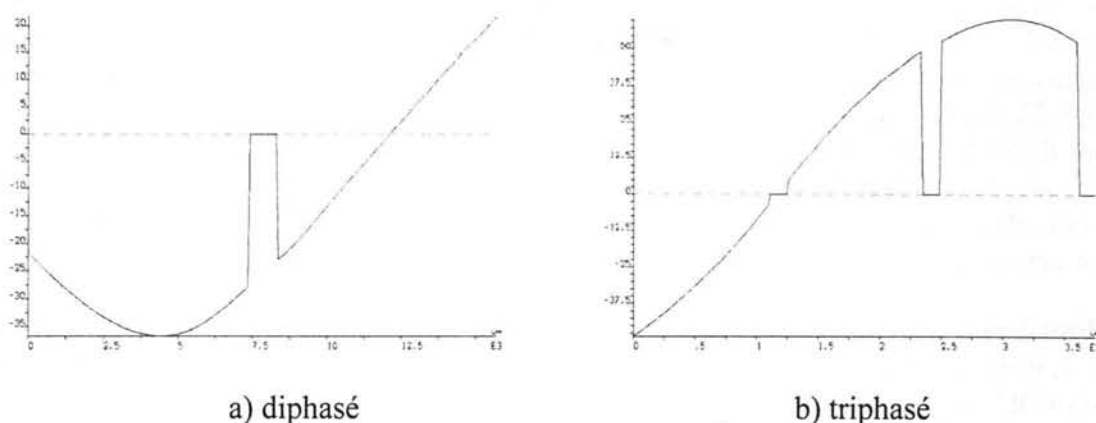


Fig. 3.9.8.1 Distribution des courants au rotor.



De même, nous pouvons calculer l'énergie dissipée en chaleur dans le rotor. Les rotors présentent donc une dissipation thermique allant jusqu'à  $120 \text{ mW/cm}^2$  (moteur diphasé). Comme nous l'avons mentionné au § 3.7.3, c'est par convection forcée que ce flux thermique doit être dissipé. Toutefois, cette puissance thermique — même si elle est sous-estimée, par la simplification du modèle bidimensionnel — reste bien inférieure à celle que l'on peut dissiper sur un circuit imprimé sans refroidissement ( $4 \text{ W/cm}^2$ ).

### **3.9.9 Conclusion**

Grâce aux résultats que nous avons obtenus via la modélisation par éléments finis, nous avons pu constater que le micromoteur asynchrone est capable de générer des couples électromagnétiques utiles. Nous avons aussi remarqué que, si un moteur dont les bobines sont réalisées en une seule couche ne semble guère bénéficier des microtechnologies, les performances d'une structure multicouche se voient, en revanche, largement améliorées par une microfabrication. En effet, cette structure peut bénéficier d'une diminution nette de l'entrefer et d'un incrément de la f.m.m., aussi bien en nombre de tours qu'en courant maximal permis. Le moteur triphasé multicouche, que nous n'avons pas analysé, doit, lui aussi, tirer grand profit d'une réalisation fine. La conception du stator d'un moteur triphasé multicouche, applicable à notre moteur, est discutée dans [GIL99].

Cette analyse met aussi en relief certaines limites d'une modélisation par éléments finis : en particulier l'excessive lourdeur du modèle tridimensionnel et l'idéalisation de certains phénomènes (comme la trajectoire des courants induits) dans le modèle bidimensionnel. Malgré ces inconvénients, les outils de calcul par éléments finis se sont avérés les seuls qui nous aient donné des résultats quantitatifs.

Les performances que nous avons calculées grâce à la modélisation nous ont ainsi encouragé à poursuivre cette étude par une phase expérimentale, développée dans la deuxième partie.

## **3.10 Conclusion à la première partie**

Dans cette première partie, nous avons étudié un micromoteur asynchrone. Nous avons fait le constat des avantages et des inconvénients propres de ce dispositif. Nous avons discuté les possibilités de réalisation d'un moteur axial, en proposant une alimentation à tension et à fréquence variables pour des bobinages planaires. Nous avons vu quels types de rotor peuvent être implémentés et les conséquences qui en découlent. Nous avons ainsi mis en évidence le besoin d'implémenter un circuit magnétique complet et analysé l'instabilité magnétique qu'il provoque ; nous avons proposé plusieurs solutions. La modélisation de cette machine par la méthode des éléments finis nous a permis d'optimiser la structure et de calculer les performances qu'elle aura.

Motivé pour les résultats encourageants que nous avons obtenus lors de l'analyse du moteur, nous avons construit un prototype. La fabrication et la caractérisation de ce prototype constituent l'objet de la deuxième partie de ce chapitre.

# Le micromoteur asynchrone

## Deuxième Partie : Réalisation et caractérisation

### 3.11 Introduction à la deuxième partie

Le long de la première partie de ce chapitre, nous avons conçu et modélisé une micromachine asynchrone axiale. Si la structure que nous avons étudiée semble facile à réaliser, les performances électromagnétiques que nous en avons calculées apparaissent tout à fait suffisantes pour faire tourner le moteur. C'est pourquoi nous avons fabriqué un premier prototype opérationnel. Dans cette seconde partie, nous montrerons, d'une part, les principaux stades de la fabrication du prototype, évoquerons les différentes difficultés de réalisation — souvent très dépendantes des moyens disponibles — que nous avons surmontées et proposerons une méthode de fabrication — orientée aux microbobines — qui tienne compte des possibilités offertes par les nouvelles technologies. Nous présenterons aussi les rotors que nous avons réalisés par électrodéposition. D'autre part, nous caractériserons les prototypes que nous avons réalisés et essayerons d'expliquer les divergences trouvées entre les résultats obtenus par la modélisation et les mesures expérimentales.

### 3.12 Fabrication du prototype

#### 3.12.1 Introduction

Nous discutons brièvement les différents stades lors de la fabrication du prototype, particulièrement le découpage et l'assemblage des pièces, ainsi que l'implémentation de l'alimentation électrique.

#### 3.12.2 Les disques

Comme nous l'avons déjà indiqué dans la première partie, deux disques de  $\varnothing 18$  mm x h 0,5 mm constituent la structure du moteur. Les deux disques (Fig. 3.12.2.1) doivent être creusés, d'environ 100 à 250  $\mu\text{m}$ , afin de détenir les bagues d'aimant et les parties proprement motrices.



Fig. 3.12.2.1 Les disques en aluminium (échelle 5:1).

Pour la réalisation, nous avons essayé deux méthodes différentes : l'usinage chimique et l'électroérosion.

### *a) L'usinage chimique*

L'usinage chimique — équivalent macroscopique de la photolithographie — est une technique assez étendue, dont le développement de circuits imprimés représente l'une des principales applications. Nous avons essayé cette technique sur l'aluminium et sur le cuivre. L'aluminium n'étant pas tout à fait compatible avec le produit d'attaque chimique (perchlorure ferrique), ne permet pas d'obtenir des résultats satisfaisants. En revanche, nous avons obtenu des gravures de qualité acceptable, jusqu'à quelques dixièmes de profondeur, sur des substrats de cuivre. Certaines contraintes géométriques des disques peuvent être particulièrement difficiles à résoudre, telles que le contrôle de la profondeur de gravure, particulièrement si plusieurs profondeurs sont requises sur la même face.

Même si l'équipement que nous avons exploité lors de nos expériences n'était pas conçu pour la gravure profonde, l'usinage de certains substrats par une attaque chimique sélective — que ce soit à une échelle millimétrique ou microscopique — demeure une option importante pour une fabrication en série [FRA97].

### *b) L'électroérosion*

L'électroérosion permet de créer des motifs complexes avec une grande précision. Un arc électrique passe entre l'anode (appartenant à la machine) et le cathode (le matériau à découper). Le matériau est ainsi localement détruit. L'"anode" peut être un fil mince, ou bien un "moule" ou "poinçon", ayant les motifs souhaités. La précision de cette méthode est actuellement de 20  $\mu\text{m}$ , mais des fils de 2  $\mu\text{m}$  de diamètre s'annoncent déjà [KOB95].

Cette méthode présente néanmoins certaines limites : la création d'un moule, par exemple, peut s'avérer aussi ardue que la fabrication de l'échantillon lui-même. En plus, le matériau doit avoir, lui, une bonne conductivité électrique. L'électroérosion s'est pourtant bien prêtée à la création des disques : de très simples électrodes ont suffi pour leurs motifs concentriques.

### **3.12.3 Les bobines**

Le long de la première partie de ce chapitre, nous avons insisté sur l'importance des couches ferromagnétiques à proximité des composantes électriques du moteur. Nous ne savions toutefois comment déposer les bobines, d'une épaisseur très fine, sur une couche de fer, tout en traversant une couronne d'aimant. Nous avons finalement choisi des circuits à substrat souple, disponibles sur le marché [FAR, SOC]. Le substrat mesure 70  $\mu\text{m}$  pour une couche simple de cuivre et 50  $\mu\text{m}$  pour une couche double face. L'épaisseur du cuivre est de 35  $\mu\text{m}$  dans les deux cas. Même si ces circuits provoquent un entrefer parasite considérable, ce fut par leur faisabilité et leur fiabilité que nous les avons utilisés. Comme nous l'avons indiqué au § 3.5.3, la largeur critique des conducteurs, sur un circuit imprimé, est de 300  $\mu\text{m}$  : c'est donc la technologie que nous avons utilisée qui a défini la largeur limite des bobines (Fig. 3.12.3.1).

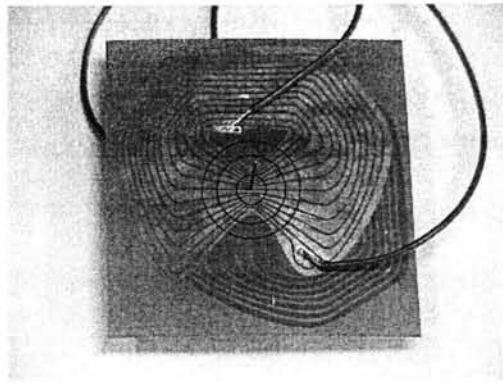


Fig. 3.12.3.1 Réalisation des bobines, moteur diphasé.

Si la densité de courant maximale était ici prévue de  $200 A_{rms}/mm^2$ , ( $3 A_{crête}$ ) un problème lors de l'impression des bobines nous permit de déceler la capacité thermique des circuits que nous avons utilisés : la largeur minimale des pistes d'une bobine, qui était prévue de  $300 \mu m$ , n'atteignit, au centre du moteur, qu'environ  $100 \mu m$ . L'alimentation de  $3 A_{crête}$  appliquée équivaut donc à une densité de courant de  $600 A_{rms}/mm^2$  ; largement supérieure à celle recommandée pour ce type de circuits ( $100 A_{rms}/mm^2$ ). La distance entre le centre des pistes étant constante ( $600 \mu m$ ), la puissance dissipée monte de  $2,57 W/cm^2$  à  $7,71 W/cm^2$  ; soit environ  $10,1 W/cm^2$  pour les deux bobines. Ces puissances ont été calculées à partir de la résistance en courant continu, sans tenir compte des hautes fréquences d'opération. Or, les bobines ont très bien dissipé cette chaleur ; c'était plutôt l'amplificateur de puissance qui limitait la durée des essais.

Les têtes des bobines que nous avons conçues et construites présentent une largeur très grande, en occupant ainsi une surface bien supérieure à celle du moteur proprement dit. Cette conception nous a toutefois évité bien des problèmes, à la fin inutiles, lors de l'impression des bobines. Mais elle permet aussi, d'une part, de dégager du moteur les têtes de bobines. D'autre part, d'obtenir un meilleur refroidissement des bobines, car elle crée un gradient thermique entre leur partie motrice (là où la largeur des pistes est très fine et les conducteurs subissent les interactions thermique et magnétique avec le rotor) et leurs têtes — plus larges et librement refroidies par convection. La résistance totale de chaque bobine, mesurée en courant continu, est de  $0,8 \Omega$ .

### 3.12.4 Le cuivre et le fer

La maniabilité du cuivre confirma notre choix : nous avons réussi le découpage mécanique, l'électroérosion et l'usinage chimique. Ce dernier procédé, quoique plus élaboré, permet notamment la création de motifs relativement complexes, tels que les fentes du rotor (cf. *supra*, § 3.6.3). La largeur minimale des fentes étant de  $200 \mu m$ , en limite le nombre à environ une trentaine.

Toutefois, il en va autrement pour le FeSi : il est extrêmement cassant et seul un découpage mécanique de très haute qualité [CET, DVF] peut donner de bons résultats. Nous donc choisi l'électroérosion pour le découper. Ce matériau présente une faible conductivité électrique ( $1,3 \cdot 10^{-6} \Omega m$ , 72 fois celle du cuivre), ce qui diminue notablement la qualité d'usinage. Malgré cet inconvénient, l'électroérosion nous a donné d'assez bons résultats. Le tableau 3.12.4.1 donne les principales caractéristiques du FeSi utilisé [BAL].

Caractéristique	Valeur
Résistivité $\rho$	$1,3 \cdot 10^{-6} \Omega \text{ m}$
Induction à saturation $J_s$	1,52 T
Coércitivité $H_c$	13,5 A/m
Rémanence $B_r$	0,4 T

Tableau. 3.12.4.1 Propriétés physiques du FeSi

Le FeSi est un matériau assez vulnérable à l'oxydation. Il ne peut être, par exemple, nettoyé à l'acétone. La couche d'oxyde qui se crée à la surface, si mince fût-elle, atteint très vite une épaisseur proche de celle de la feuille métallique ; l'échantillon devient ainsi inutilisable. De même, encore que les propriétés du FeSi soient fortement améliorées grâce à un processus de recuit, cette option n'est pas viable, à cause l'oxydation inhérente au processus.

Une deuxième possibilité pour la création des culasses consiste, tout comme les couronnes d'aimant du palier, à mélanger de la poudre de fer et de la colle. Nous n'avons malheureusement pu maîtriser l'obtention d'une poudre de fer de bonne qualité.

### 3.12.5 Le collage

Le collage des pièces, si simple qu'il semblait, nous a confronté à un problème relativement peu étudié : le collage miniature. En effet, nous avons remarqué que la majorité des colles industrielles (Omni FIT 230 M, ORAPI 351 et 354) forment des couches dont l'épaisseur n'est pas toujours homogène ni, en aucun cas, inférieure à la trentaine de  $\mu\text{m}$  ... et que les fabricants n'y prêtent guère d'attention. D'autres caractéristiques, telles que la résistance à la tension ou à la température, font par contre l'objet de nombreuses recherches. Toutefois, nous avons pu obtenir, à partir de la colle 3M 7024 (isobutane), des épaisseurs de  $15 \pm 5 \mu\text{m}$ . Sans l'exigence d'une tenue mécanique importante, cette colle a bien résisté aux contraintes thermiques.

En guise d'exemple, coller les rondelles de FeSi — d'épaisseur  $25 \mu\text{m}$  — par le biais d'une couche de colle — dont l'épaisseur moyenne atteint  $15 \mu\text{m}$  — nous mène à un coefficient de remplissage de 60 %. Sans avoir guère d'intérêt à créer un empilement fort irrégulier et peu efficace de couches FeSi / colle, nous n'avons pas dépassé les trois couches de FeSi. Nous avons constaté les problèmes de saturation magnétique que cette contrainte nous a imposés.

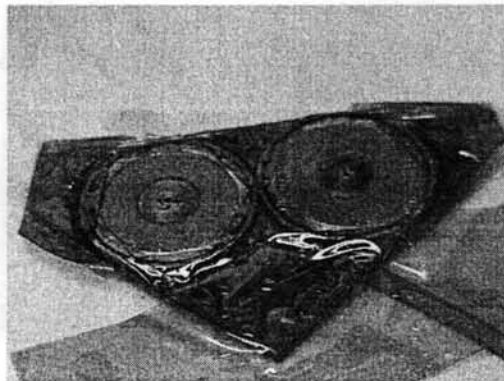
Finalement, nous signalons une absence relative de littérature concernant le microcollage [MAA96].

### 3.12.6 Les rotors par électroformage

Nous avons, en collaboration avec le LPMO de Besançon, créé deux rotors de très bonne qualité. Nous décrivons brièvement les différentes étapes de leur réalisation.

Les disques d'aluminium, constituant le corps des rotors, ont été créés par électroérosion. Aucune différence de réalisation par rapport aux rotors précédents. Ensuite, au lieu de déposer par collage des rondelles prédécoupées de cuivre et de FeSi, nous avons appliqué le processus d'électroformage ici décrit.

Dans un premier temps, une couche d'apprêt d'or, d'épaisseur 1000 Å, (Fig. 3.12.6.1 a) a été déposée par pulvérisation cathodique sur le substrat d'aluminium. Les surfaces sur lesquelles rien ne doit être déposé sont protégées par une couche de résine. Une première couche de nickel de 40 µm d'épaisseur y est déposée par électroformage, dans un bain électrolytique d'ions Ni<sup>++</sup> (Fig. 3.12.6.1 b). Le processus est réalisé à une vitesse de 10 µm/h. Les propriétés magnétiques du nickel électroformé sont décrites dans [ROB97].



a) Substrat recouvert d'une sous-couche en or

b) Après l'électroformage du nickel

Fig. 3.12.6.1 Etapes lors du processus d'électroformage.

Ensuite, le dépôt de cuivre de 60 µm est réalisé, de la même manière, par électroformage. La Fig. 3.12.6.2 montre les rotors juste après le dépôt du cuivre.

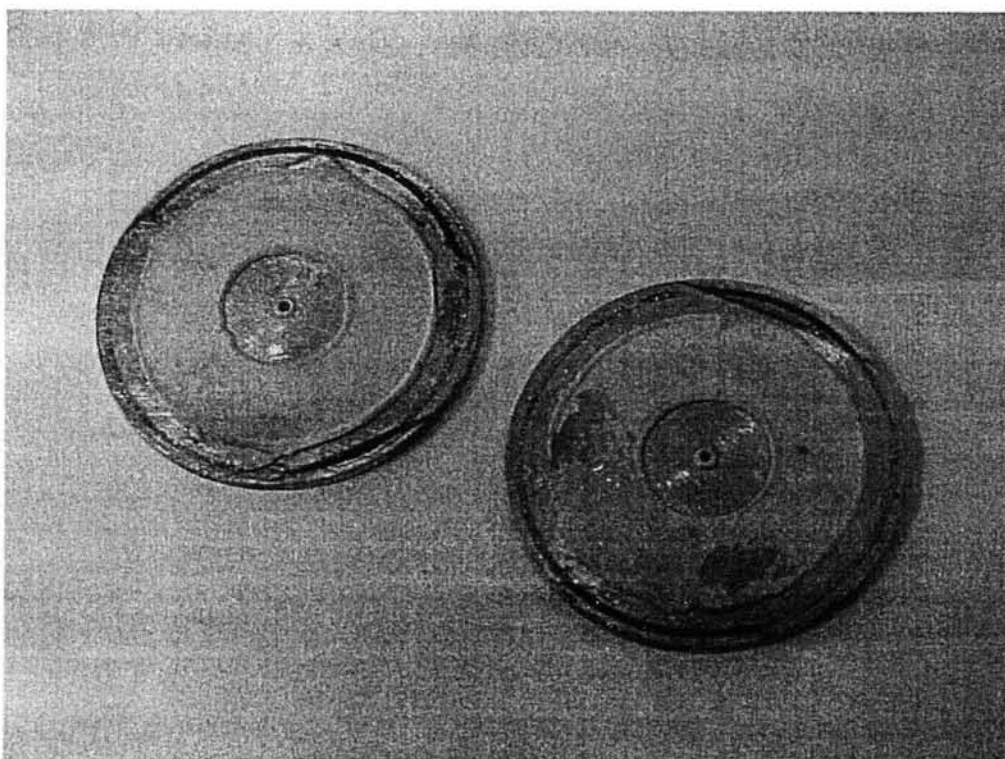


Fig. 3.12.6.2 Les rotors après l'électroformage du cuivre

Le dépôt du cuivre génère des bourrelets sur les bords, ceci en raison de la discontinuité de la géométrie ainsi que des inhomogénéités de répartition des courants. Deux gros plans du rotor (Fig. 3.12.6.3) montrent des bourrelets dans le trou central et aux extrémités du disque.

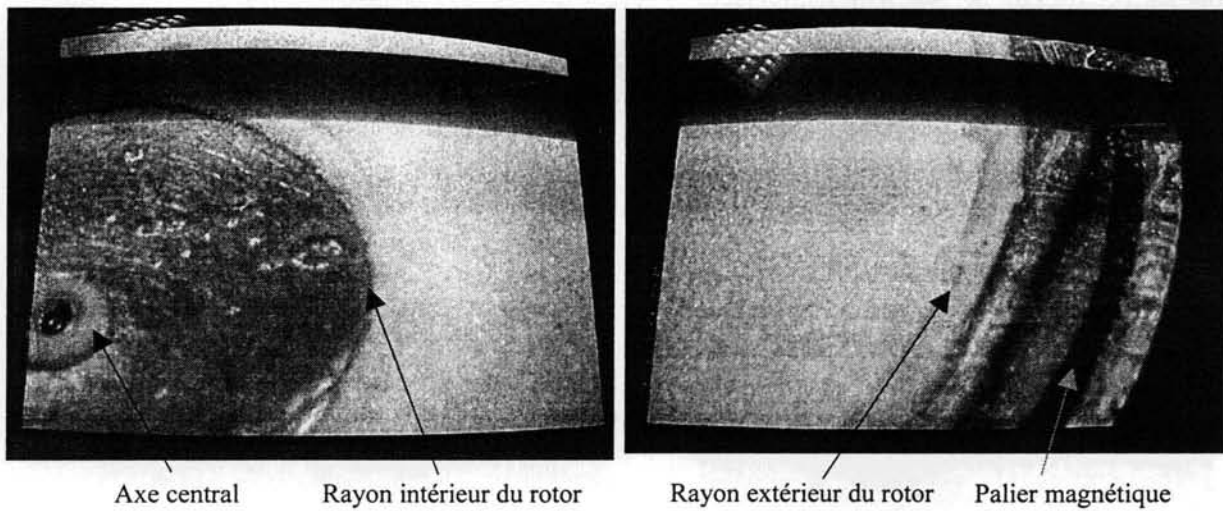
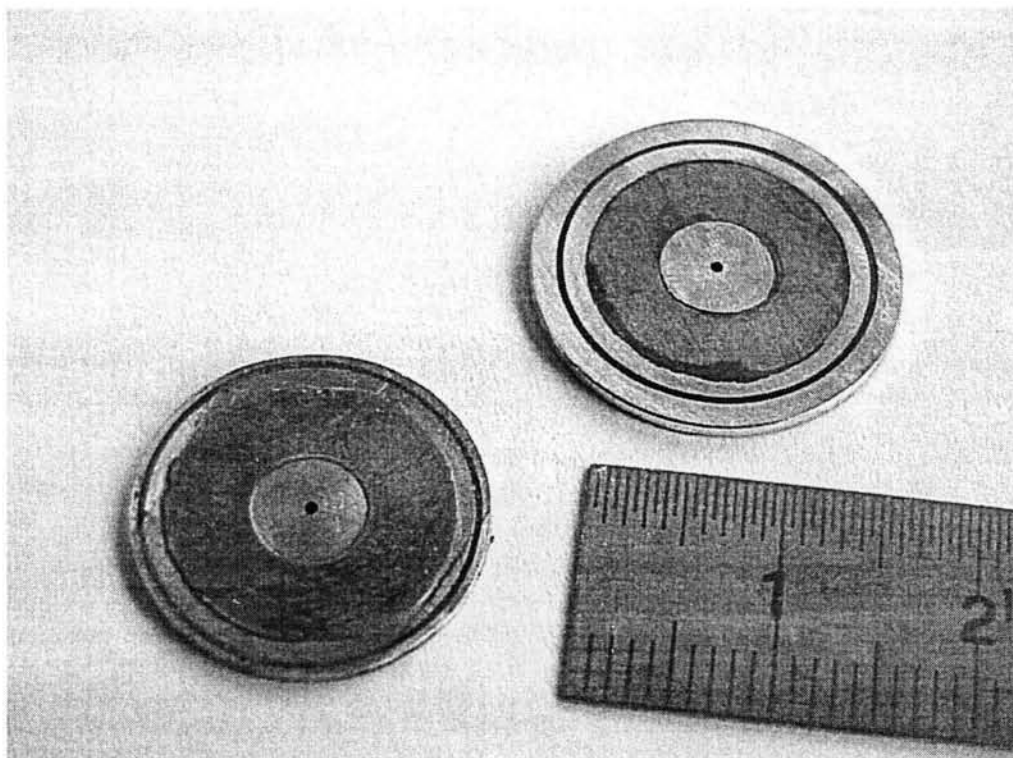


Fig. 3.12.6.3 Bourrelets de cuivre sur les rotors

Ces bourrelets sont par la suite éliminés par un polissage des rotors. La Fig. 3.12.6.4 montre le rotor réalisé par usinage et collage classiques, ainsi qu'un des rotors remplis par électroformage. Les anneaux noirs représentent les couronnes du palier magnétique.



b) Rotor LIGA UV et rotor fabrication classique

Fig. 3.12.6.4 Réalisation des rotors.

### 3.12.7 Le moteur assemblé

Le prototype du micromoteur asynchrone est montré dans la Fig. 3.13.6.1. Nous retrouvons notamment le capteur de vitesse par laser et les têtes de bobines.

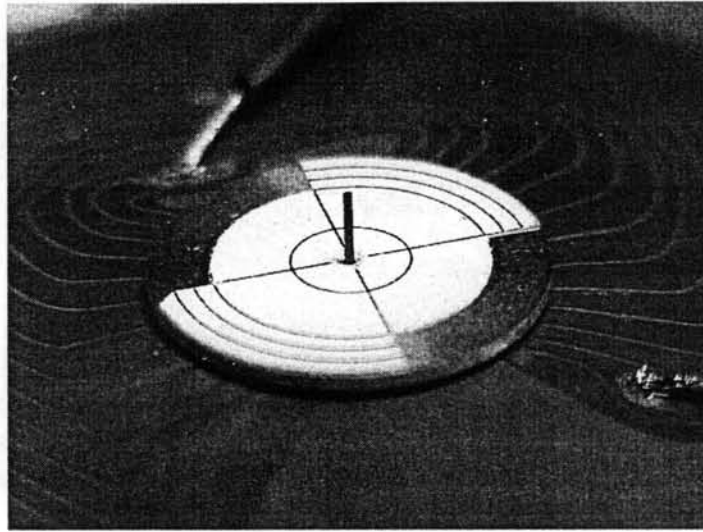


Fig. 3.12.7.1 Micromoteur asynchrone Ø 18 mm.

La stabilité angulaire, que nous avons analysée au § 3.8.4, s'est avérée satisfaisante. Néanmoins, le rotor touche parfois les bobines du stator ; nous attribuons ce défaut à une déformation, évidente à l'œil, de la couche souple des bobines. Nous signalons que le rotor tourne — à l'aide d'une pipette — plus aisément lorsque les bobines ont été démontées ; mise à part la possibilité du frottement à sec, il est probable que les diverses hétérogénéités magnétiques — présentes aussi bien au palier qu'aux culasses — génèrent des couples parasites de freinage entre les parties conductrices. De même, la valeur de l'entrefer étant très différente dans les deux cas — en principe, 260  $\mu\text{m}$  sans les bobines, 100  $\mu\text{m}$  avec elles (cf. *supra*, § 3.8.4 et § 3.9.7) —, des phénomènes de frottement visqueux dans l'air ralentissent le rotor (cf. *infra*, § 3.14.4).

Nous rappelons enfin que, de par la nature de la suspension magnétique, il est indispensable que la verticalité de l'axe du moteur soit assurée en toute condition d'opération.

### 3.12.8 Conclusion

Nous avons décrit les processus de fabrication et d'assemblage que nous avons essayés. Cette expérience a été très subordonnée aux moyens disponibles dans un laboratoire d'électrotechnique générale, ce qui a évidemment limité les performances des prototypes réalisés, mais qui a, *ipso facto*, permis de démontrer la faisabilité — et la simplicité de réalisation — du micromoteur asynchrone. Nous avons, en sus, obtenu des rotors de très bonne qualité, grâce à un très simple procédé d'élaboration par électrodéposition.

Afin d'éliminer — ou de minimiser — les problèmes inhérents, non point au moteur lui-même, mais aux techniques mal adaptées pour le fabriquer, nous proposons une autre méthode de fabrication, en faisant ainsi appel à des moyens de base plus sophistiqués et en espérant atteindre les performances que, grâce à la modélisation par éléments finis, nous avons calculées au § 3.9.



## 3.13 Une proposition de microfabrication

### 3.13.1 Introduction

Tout le long de ce chapitre, nous avons mis en relief les divers bénéfices que tirerait le moteur des microtechnologies. Même si la complexité de ces procédés ne nous a pas permis de le réaliser, nous voulons ici montrer que cette complexité n'est que relative et que plusieurs des difficultés que nous avons rencontrées lors de la réalisation des prototypes diminuent — voire disparaissent — en suivant une toute autre approche de fabrication.

### 3.13.2 Les disques

L'usinage chimique ne nous a pas malheureusement donné de résultats satisfaisants. Néanmoins, il peut, s'il est bien exploité, permettre la création des reliefs : son succès dépendra essentiellement du potentiel des moyens disponibles. L'électroérosion en revanche, même si sa qualité de découpage n'est pas mise en question, demeure une méthode individuelle, pouvant être peu compatible avec l'ensemble de la microfabrication.

### 3.13.3 Les bobines

La création des bobines microdimensionnées constitue l'un des principaux axes de recherche des microtechnologies. Nous présentons ici quelques-unes des méthodes les plus utilisées. Nous insisterons particulièrement sur des bobines qui ont été créées dans le cadre du groupe Microsystèmes du LEG [DIV98].

#### a) Les bobines bidimensionnelles

Ce sont des bobines développées d'une façon classique sur silicium. Elles peuvent être créées à partir de la photolithographie ou des dépôts, qu'ils soient par pulvérisation cathodique ou par évaporation thermique. Ces procédés sont expliqués dans [DIV98].

Les motifs peuvent y avoir une finesse de 100  $\mu\text{m}$ . Les échantillons qui ont été réalisés au CIME mesurent entre 2,2  $\mu\text{m}$  et 4  $\mu\text{m}$  d'épaisseur et permettent un courant maximal de 4  $A_{\text{crête}}$ , soit 1000  $A/\text{mm}^2$ . Il est possible de placer une plaque magnétique à proximité des bobines, ce qui est de première importance pour notre moteur : afin d'éviter la pollution lors du processus de dépôt, cette plaque est déposée sur la face arrière du substrat de silicium. Des structures multicouches ont déjà été créées ; les couches conductrices y sont séparées par des couches isolantes de 1,1  $\mu\text{m}$  d'épaisseur, mais elles peuvent être interconnectées.

Le principal inconvénient de ces bobines demeure leur haute résistance, due à leur faible épaisseur. Ceci représente plus de pertes joules à évacuer. La résistance carrée (résistance d'une surface carrée) est d'environ  $3,2 \cdot 10^{-8} \Omega$ . Elles semblent toutefois, par leur même épaisseur, bien adaptées à nos besoins, car l'entrefer magnétique du moteur est ainsi diminué. L'utilisation de cette technologie permettrait de résoudre de façon simple et efficace la création des bobines, qui demeure l'un des aspects de majeure importance lors de la fabrication du moteur.

### **b) Les bobines tridimensionnelles**

Lorsqu'il est nécessaire de créer des bobines ayant une hauteur importante, des procédés dits tridimensionnels doivent être utilisés.

Des techniques d'usinage classique, telles que les techniques horlogères (perceuse, fraise, ...) permettent d'obtenir, dans le meilleur des cas, jusque 10  $\mu\text{m}$  de précision sur une épaisseur de 100  $\mu\text{m}$ . L'usinage laser permet, lui aussi, des tolérances allant jusqu'à 10  $\mu\text{m}$  sur 1 mm d'épaisseur. L'électroérosion, déjà décrite au § 3.13.2, permet donc une tolérance de 20  $\mu\text{m}$ . Ces techniques sont toutefois à leur limite de tolérance et représentent un coût de fabrication (individuelle) important.

Nous décrivons brièvement les nouvelles technologies : par usinage chimique, usinage physique par plasma, ultrasons ou laser [DIV98].

i) *L'usinage du quartz par sonotrode* utilise une sonde à ultrasons, la pièce étant plongée dans un bain qui permet la transmission des ultrasons et la concentration de l'onde de choc sur la pièce. Des motifs de 20  $\mu\text{m}$  x 100  $\mu\text{m}$  — ayant donc des facteurs de forme de 5 — peuvent être réalisés.

ii) *Le sablage* permet l'attaque des métaux par projection de poudre d'alumine pour le cuivre, l'or ou des métaux non-attaquables en gravure ionique (Fe, Au). Ce procédé est utilisé dans les circuits hybrides pour ajuster des résistances sérigraphiées.

iii) *La gravure humide* permet d'attaquer des substrat chimiquement dans des bains spéciaux.

iv) *Des attaques par plasma réactif*. Trois méthodes sont à noter : l'attaque mécanique par projection d'ion de gaz inerte, l'attaque chimique par gaz réactif et une troisième attaque qui combine les deux dernières (RIE, Reactive Ion Etching). Le silicium (ou son oxyde) peut aussi être attaqué par gravure profonde (DRIE, Deep Reactive Ion Etching). La performance de la DRIE est liée, soit à l'adjonction d'un gaz qui polymérise les parois en les rendant inertes et en permettant une gravure anisotrope, soit au refroidissement de la cible à l'hélium liquide. La vitesse de gravure est de 10  $\mu\text{m}/\text{h}$ .

v) *La technique SIGA* (acronyme de Silizium, Mikrostrukturierung, Galvanisierung und Abformung). Cette technique consiste à usiner du silicium par des méthodes conventionnelles : l'attaque anisotrope KOH, l'attaque par plasma, l'usinage laser, le sciage, l'électroérosion. Sur cette plaquette de silicium, des pièces métalliques sont moulées par électroformage, lesquelles peuvent servir, elles-mêmes, de moule pour l'injection et la duplication de pièces plastiques.

La géométrie que nous avons définie au § 3.9 correspond à des bobines épaisses qui ont été réalisées par LIGA UV [DIV98] (Fig. 3.13.3.1). Elles ont une section de 80  $\mu\text{m}$  x 80  $\mu\text{m}$  et permettent un coefficient de remplissage de 80 %, la séparation entre pistes étant de 20  $\mu\text{m}$ . Elles permettent un courant de 1  $A_{\text{rms}}$  sans refroidissement et jusqu'à 6  $A_{\text{rms}}$  en refroidissant à l'eau.

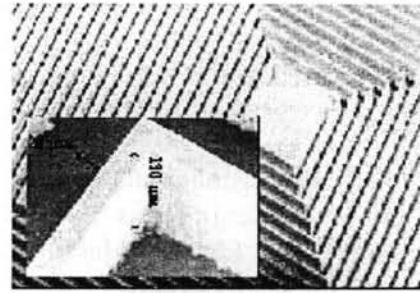
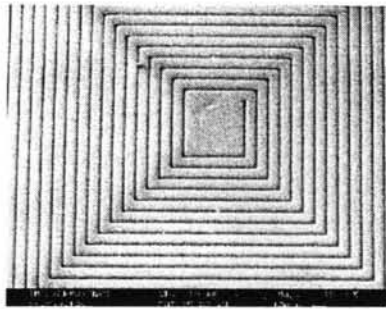


Fig. 3.13.3.1 Microbobines LPMO.

Nous avons mené nos modélisations en supposant un courant de  $1 A_{rms}$ . En refroidissant à l'eau, un courant de  $6 A_{rms}$  nous aurait donné un couple de  $7,2 mNm$ , mais il aurait fortement accentué les problèmes de saturation et d'instabilité magnétiques : cette alimentation ne pourrait donc être proposée sans que le bon comportement magnétique du système ne soit assuré.

### 3.13.4 Conclusion

Dans ce paragraphe, nous avons très sommairement discuté les possibilités de réalisation du micromoteur asynchrone en utilisant des microtechnologies. Nous avons vu que des bobines minces (bidimensionnelles) sont suffisantes pour nos besoins. Nous avons aussi rappelé le besoin de déposer une couche épaisse de fer sous les bobines. Ce sont, globalement, des techniques simples qui peuvent permettre la fabrication entière du micromoteur.

## 3.14 Caractérisation du prototype

### 3.14.1 Introduction

Après la présentation des techniques que nous avons utilisées, ainsi que celles que nous proposons pour optimiser les performances du moteur, nous analysons maintenant les caractéristiques électromécaniques du moteur que nous avons construit. Nous expliquerons le mauvais comportement du moteur triphasé et regarderons de près le moteur diphasé, qui, étant donnée la géométrie des bobines, a donné de bien meilleurs résultats.

### 3.14.2 Le moteur triphasé

Des limites d'ordre pratique nous ont obligé à alimenter le moteur avec deux sources de  $12 A_{crête}$ , la troisième phase étant la résultante des deux autres imposées (Fig. 3.14.2.1). A cause de leur impédance inductive, ces sources ne donnent que  $9 A_{crête}$  à  $5 kHz$  ; nous avons réparti ce courant dans les conducteurs du stator, soit  $0,8 A_{crête}$  par phase et par pôle. En développant un couple théorique d'environ  $500 nNm$ , le moteur bougea mais ne démarra pas.

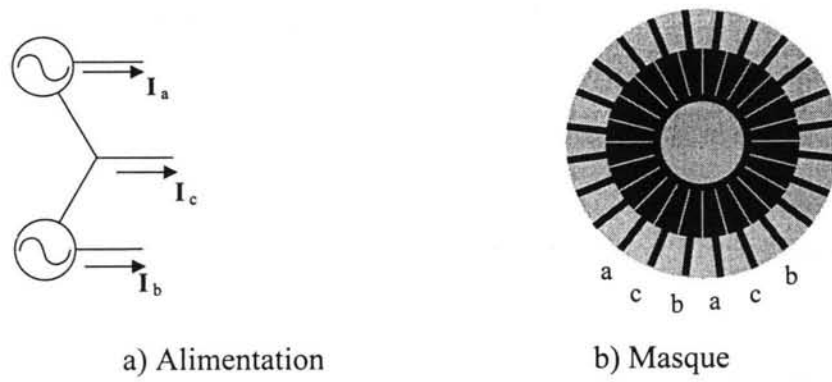


Fig. 3.14.2.1 Bobinage triphasé

Il est probable que, si nous eussions diminué le nombre de pôles à une seule paire, le moteur — en développant un couple théorique d'environ  $2 \mu\text{Nm}$  — eût démarré. Mais il n'en demeure pas moins qu'il l'eût fait aux dépens d'une très grande source de puissance. Nous avons donc regardé une solution bien plus efficace : le bobinage diphasé.

### 3.14.3 Une alimentation pour le micromoteur diphasé

Le schéma de l'alimentation que nous avons utilisée est montré dans la Fig. 3.14.3.1.

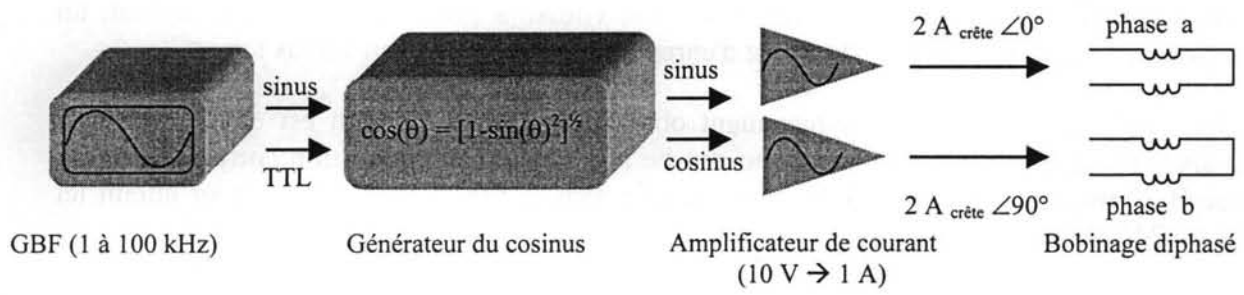


Fig. 3.14.3.1 Schéma d'alimentation du moteur

Nous avons mené la plupart de nos expériences dans une gamme de fréquence allant de 1 à 100 kHz. A partir de 50 kHz, l'amplificateur de courant chauffe rapidement et, au-delà de 100 kHz, il ne peut assurer le courant.

Cette limite en fréquence a restreint nos essais. Particulièrement, nous n'avons pu entièrement caractériser un rotor dont la partie motrice était réalisée en FeSi (cf. *supra*, § 3.6.3). Ce rotor "en fer" atteint ainsi une vitesse de 1300 tr/min à 100 kHz. Le moteur développa un couple d'environ 400 nNm. De meilleures performances eussent certainement été atteintes, à de plus hautes fréquences, si l'amplificateur nous l'eût permis.

Nous avons aussi alimenté le moteur à basse fréquence. La limite inférieure de l'alimentation est d'environ 10 Hz (car la phase *b* découle de la phase *a*). A ces fréquences-là, le couple créé par l'induction est pratiquement nul. Toutefois, si l'on fait tourner, dès l'extérieur, le rotor à la vitesse de synchronisme, sa culasse magnétique se magnétisera et agira comme un aimant permanent : c'est là un moteur à hystérésis. Ce moteur atteint 1380 tr/min (23 Hz) grâce à un couple constant de, là aussi, environ 400 nNm.

### 3.14.4 Modèle dynamique du micromoteur diphasé

Nous avons déjà présenté les diverses composantes de ce moteur. Nous analyserons et discuterons ici ses performances, ainsi que les différences entre les résultats des simulations et les résultats expérimentaux.

#### a) Courbe de vitesse du moteur

Le schéma du système de mesure de la vitesse du moteur est indiqué dans la Fig. 3.14.4.1.

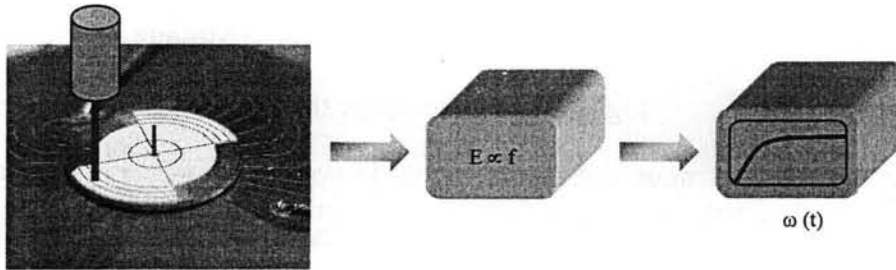


Fig. 3.14.4.1 Mesure de la vitesse du moteur

Le masque du rotor présente des sections en relief (d'environ  $100 \mu\text{m}$ ), ce relief est détecté par le capteur laser, situé à  $20 \text{ mm}$  par-dessus du rotor. Le signal de fréquence (en créneaux) que génère le capteur est transformé, par le biais d'un intégrateur, en signal de tension. Cette tension est donc directement proportionnelle à la vitesse angulaire du rotor. Finalement, un oscilloscope numérique permet de lire et d'enregistrer le signal tension versus temps.

La courbe  $\omega_m(t)$  est ainsi directement obtenue. Cette information est essentielle pour l'analyse expérimentale du moteur. Une courbe accélération—décélération correspondant au rotor  $\varnothing 20 \text{ mm}$ , alimenté à  $10 \text{ kHz}$ , est présentée dans la Fig. 3.14.4.2. Le moteur atteint ici plus de  $2400 \text{ tr/min}$ .

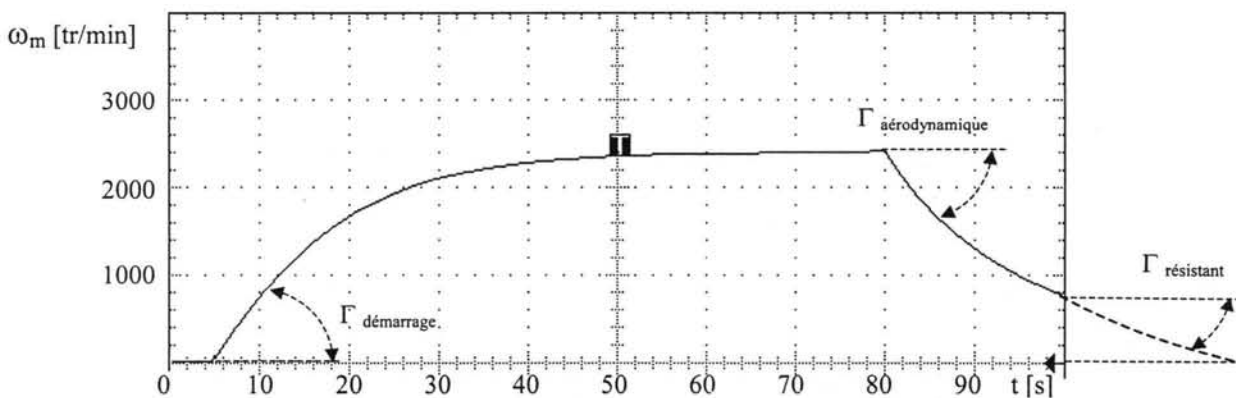


Fig. 3.14.4.2 Courbe de vitesse du moteur.

La première partie de la courbe, en accélération à basse vitesse, donne l'information concernant le couple du moteur. La deuxième partie de la courbe, en décélération en roue libre, donne l'information relative aux différents couples de frottement. Toutefois, nous allons voir qu'il n'est pas toujours aisé de décélérer la valeur de chacun de ces termes.

### b) Equation du mouvement

L'équation générale du mouvement d'un système tournant peut s'exprimer par :

$$\sum \Gamma = I \dot{\omega}_m \quad (3.14.4.1)$$

soit

$$\Gamma_{mot} - \Gamma_{frot} = I \dot{\omega}_m \quad (3.14.4.2)$$

où  $T_{mot}$  et  $T_{frot}$  représentent le couple moteur et le couple résistant, respectivement ;  $I$  étant le moment d'inertie du rotor et  $\omega_m$  sa vitesse angulaire mécanique.

Regardons de près la nature de ces termes.

### c) Le couple moteur et l'accélération

Le couple moteur d'un moteur asynchrone est dépendant du glissement (cf. *supra*, § 3.4.2). Or, par les hautes fréquences d'opération ainsi que les vitesses de rotation modérées des rotors, le glissement ne descend jamais sous 0,99. Nous pouvons en conséquence considérer le couple moteur comme étant indépendant de la vitesse de rotation. Il apparaît donc comme un terme constant dans l'équation. 3.14.3.2.

Le moment d'inertie,  $J = \frac{1}{2} m R^2$  (cf. *supra*, chapitre 2, § 2.7.2), vaut  $4,1 \cdot 10^{-8} \text{ kg m}^2$  pour le premier rotor, et  $3,0 \cdot 10^{-8} \text{ kg m}^2$  pour les deux derniers rotors. L'accélération sera directement obtenue à partir des courbes expérimentales.

### d) Le couple de frottements

Le moteur est confronté à deux types de frottements : le frottement résistant, avec l'axe, et le frottement aérodynamique, avec l'air.

Les forces dues au *frottement sec*, ou forces *résistantes*, sont proportionnelles au coefficient de résistance dynamique. Elles valent donc :

$$F_{res} = \mu_{res} F_n \quad (3.14.4.3)$$

et le couple qui en résulte

$$\Gamma_{res} = F_{res} R_{axe} \quad (3.14.4.4)$$

où le rayon de l'axe de graphite,  $R_{axe}$ , vaut  $275 \mu\text{m}$ . Par symétrie, la force normale statique sur l'axe,  $F_n$ , est nulle. En revanche, une force normale dynamique, résulte du balourd du rotor et des instabilités magnétiques du système. Hormis le balourd mécanique — qui n'a d'ailleurs pas été détecté lors des essais expérimentaux —, la force normale à l'axe ne dépend pas de la vitesse de rotation. Cette force, ainsi que le couple résultant, est considérée constante dans l'équation 3.14.3.2.

L'analyse des forces qui découlent du *frottement aérodynamique* est plus complexe. Le fluide aura un comportement laminaire lorsque le nombre de Reynolds est inférieur à  $3 \cdot 10^5$ . Le nombre de Reynolds vaut [BAR88, WOL91] :

$$Re = \frac{\rho \omega R^2}{\eta} \quad (3.14.4.5)$$

Où  $\rho$  est la densité de l'air,  $1,2 \text{ kg/m}^3$  ;  $\eta$  est la viscosité absolue de l'air,  $1,83 \cdot 10^{-5} \text{ kg / m s}$  ;  $\omega$  la vitesse angulaire du disque et  $R$  son rayon.

Puisque  $Re$  vaut 2500 à 4500 tr/min, vitesse maximale atteinte par le moteur (rotor  $\varnothing 18 \text{ mm}$ ), l'hypothèse de fluide laminaire que nous proposons est valable.

Un corps en mouvement dans un fluide (initialement en repos) expérimente une force de résistance *proportionnelle au carré de sa vitesse* : c'est la loi de Newton,  $F = K S \rho V^2$ , où  $K$  est le coefficient de traînée aérodynamique,  $S$  la surface sur laquelle se projette le corps et  $\rho$  la densité du fluide [COM94].

Dans un fluide laminaire, la force de frottement qui se génère entre deux couches sous-jacentes est *proportionnelle à la vitesse* relative des couches : c'est la loi de Stokes,  $F = K \eta V$ , où  $\eta$  est le coefficient de viscosité du fluide [VOR91]. Appliquée à l'interface entre un corps et un fluide, la loi de Stokes constitue un cas particulier de la loi de Newton ; cette loi est valable pour de très faibles valeurs de Reynolds ( $Re < 1$ ) — *id est*, lorsque le fluide *rampe* sur la surface du corps.

En conséquence, la loi de Stokes ne correspondra strictement pas au moteur analysé, même si le fluide qui l'entoure aura bien un comportement laminaire. Cependant, cette approximation nous permettra d'épargner un difficile détour dans des équations expérimentales des régimes dits de transition.

Nous allons ainsi utiliser l'expression analytique de la loi de Stokes qui décrira le comportement d'un disque dans un fluide laminaire [BAR88] :

$$\Gamma = B \omega \quad (3.14.4.6)$$

où

$$B = \frac{\pi \eta R^4}{e} \quad (3.14.4.7)$$

où  $e$  est l'entrefer entre le disque et le substrat.

Les valeurs de  $B$ , lorsque l'entrefer prend les valeurs de  $100 \text{ }\mu\text{m}$  et de  $200 \text{ }\mu\text{m}$ , sont présentées dans le tableau 3.14.4. Nous introduisons cette marge car l'entrefer mécanique est, en pratique, assez mal défini. L'analyse de la courbe expérimentale mettra en relief ces imprécisions.

diamètre moteur	B [kg m <sup>2</sup> /s] @ 100 μm	B [kg m <sup>2</sup> /s] @ 200 μm
Ø 18 mm	5,7·10 <sup>-9</sup>	2,8·10 <sup>-9</sup>
Ø 20 mm	3,8·10 <sup>-9</sup>	1,7·10 <sup>-9</sup>

Tableau 3.14.4.1 Valeurs du coefficient de traînée dynamique B

### 3.14.5 Analyse dynamique du micromoteur diphase

Nous résoudrons l'équation du mouvement du moteur, pour ensuite en obtenir la valeur du couple en fonction de la vitesse mécanique. En découleront les courbes couple—fréquence du micromoteur asynchrone.

#### a) Solution à l'équation du mouvement

L'équation 3.14.3.2 peut s'écrire :

$$\dot{\omega}_m + \frac{B}{I} \omega_m = \frac{\Gamma_{mot} - \Gamma_{res}}{I} ; \omega_m > 0 \quad (3.14.5.1)$$

Cette équation comporte deux termes constants,  $\Gamma_{mot}$  et  $\Gamma_{res}$ , qui ne peuvent être directement dissociés. Néanmoins, lorsque le rotor tourne en roue libre, nous avons :

$$\dot{\omega}_m + \frac{B}{I} \omega_m + \frac{F_{res} R_{axe}}{I} = 0 ; \omega_m > 0 \quad (3.14.5.2)$$

La solution de cette équation est :

$$\omega_m(t) = \left( \omega_0 + \frac{F_{res} R_{axe}}{B} \right) e^{-\frac{B}{I}t} - \frac{F_{res} R_{axe}}{B} ; \omega_m > 0 \quad (3.14.5.3)$$

Certaines de ces valeurs peuvent être obtenues à partir de la courbe d'accélération. En particulier, nous ne connaissons ni  $F_{res}$  ni la valeur exacte de  $B$ . Nous pourrions, par exemple, proposer un système de deux équations simultanées à partir de deux points de la courbe. Pourtant, le couple résistant est très faible par rapport au couple aérodynamique et, en tout cas, inférieur — ou au plus égal — aux erreurs de mesure.

Dans la courbe expérimentale (Fig. 3.14.3.3, rotor Ø 20 mm),  $\omega_0$  vaut 251 r/s (2400 tr/min). Une mesure graphique indique que la pente initiale vaut  $-59^\circ$ , soit  $-16,8 \text{ r/s}^2$ . Nous estimons donc la valeur de  $B$  :  $2,45 \cdot 10^{-9} \text{ kg m}^2/\text{s}$ . La valeur du couple résistant serait ainsi comprise entre 10 et 100 nNm, la force  $F_{res}$  valant entre 40 et 400 μN.

#### b) Les courbes d'accélération et de décélération du moteur

Nous pouvons maintenant tracer la solution générale de l'équation de mouvement du rotor en roue libre. Le couple résistant est ici estimé à 50 nNm. Cette solution est comparée dans la Fig. 3.14.3.4.



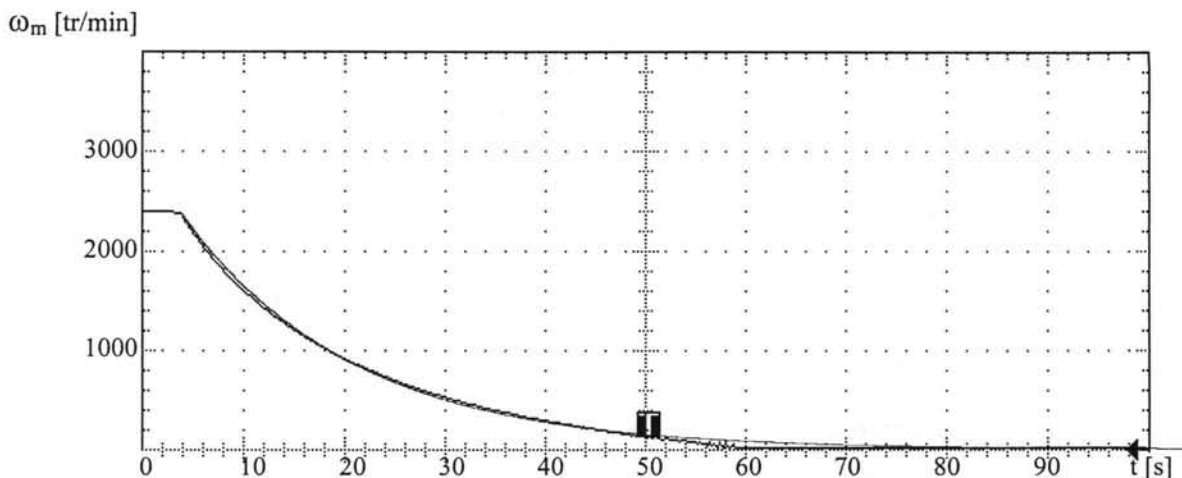


Fig. 3.14.5.1 Approximation analytique du ralentissement.

Ces deux courbes sont presque confondues : c'est seulement dans la dernière partie du freinage qu'elles s'écartent à peine, le couple résistant réel étant légèrement supérieur à la valeur estimée.

De même, nous obtenons la courbe d'accélération du rotor :

$$\omega_m(t) = \left( \omega_0 + \frac{F_{res} R_{axe}}{B} \right) \left( 1 - e^{-\frac{B}{I}t} \right) - \frac{F_{res} R_{axe}}{B} ; \quad \omega_m > 0 \quad (3.14.5.4)$$

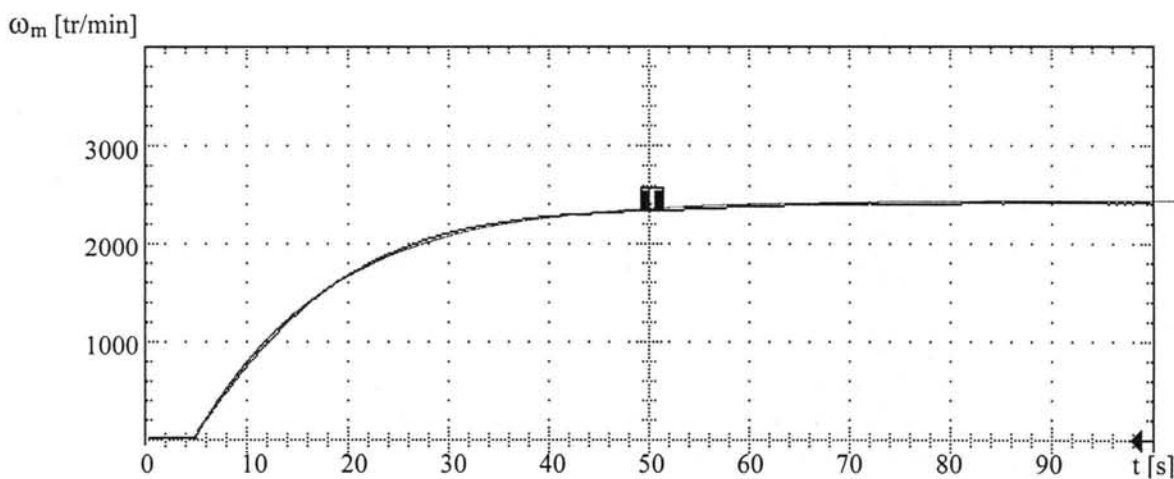


Fig. 3.14.5.2 Approximation analytique de l'accélération.

Là encore, nous retrouvons les deux courbes, qui sont pratiquement superposées. C'est donc à partir de ces courbes-là que nous allons calculer le couple que le moteur produit.

### c) Les courbes couple versus fréquence

Grâce aux valeurs obtenues des courbes de vitesse du moteur, ainsi que des vitesses de pointe qu'il a atteintes, nous pouvons maintenant tracer sa caractéristique couple—fréquence. Nous regardons les résultats obtenus pour un rotor isotrope ( $\varnothing$  20 mm), et pour un moteur fendu ( $\varnothing$  18 mm). Le rotor fendu ne compte que 15 fentes, en lieu de 25 ou 27 (cf. *supra*, § 3.6.3) ; l'épaisseur des fentes ( $300\ \mu\text{m}$ ) a limité leur nombre lors de l'usinage du cuivre. Ces rotors ont atteint une vitesse de plus de 3000 tr/min (rotor  $\varnothing$  20 mm) et de 4500 tr/min ( $\varnothing$  18 mm).

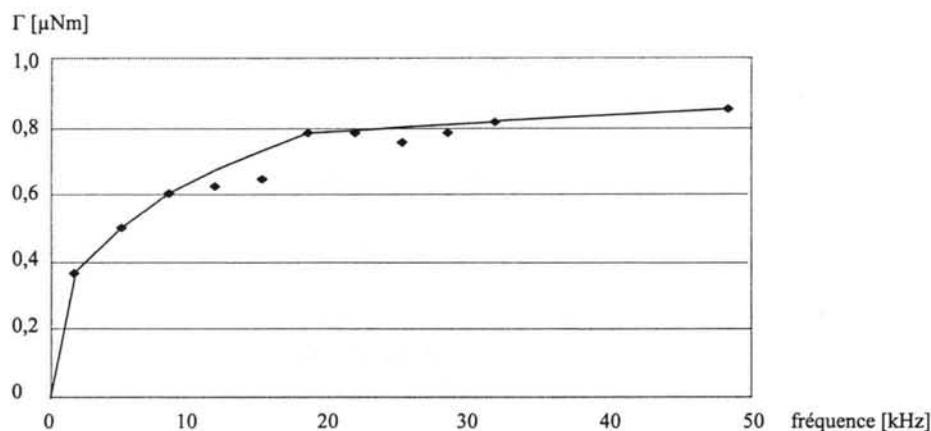


Fig. 3.14.5.3 Moteur  $\varnothing$  20 mm isotrope

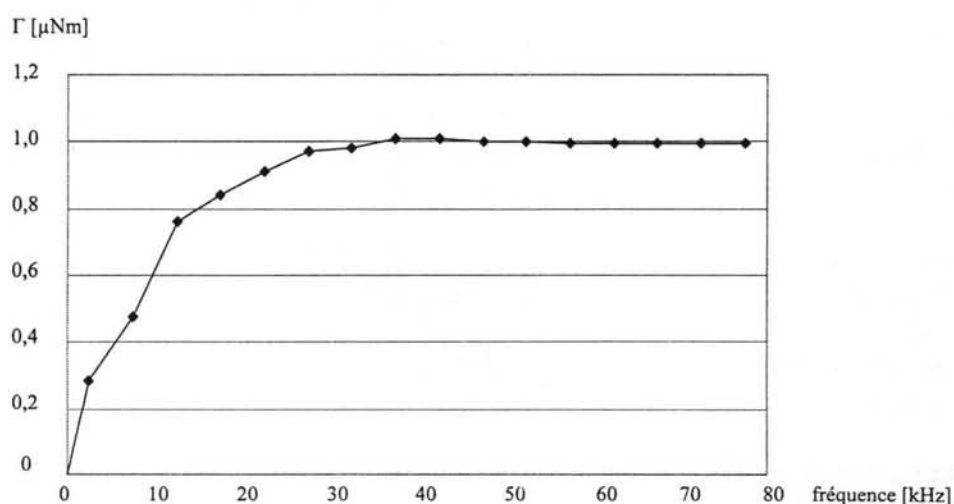


Fig. 3.14.5.4 Moteur  $\varnothing$  18 mm 15 fentes

Les rotors fabriqués par électroérosion présentent pratiquement la même valeur de couple, mais à une fréquence considérablement plus petite (quelques kHz, Fig. 3.14.5.5). Cela s'explique, d'une part, par une épaisseur du cuivre conducteur plus grande ( $60\ \mu\text{m}$  au lieu de  $50\ \mu\text{m}$ ). D'autre part, l'absence de couches de colle a amélioré la qualité du circuit magnétique du moteur.

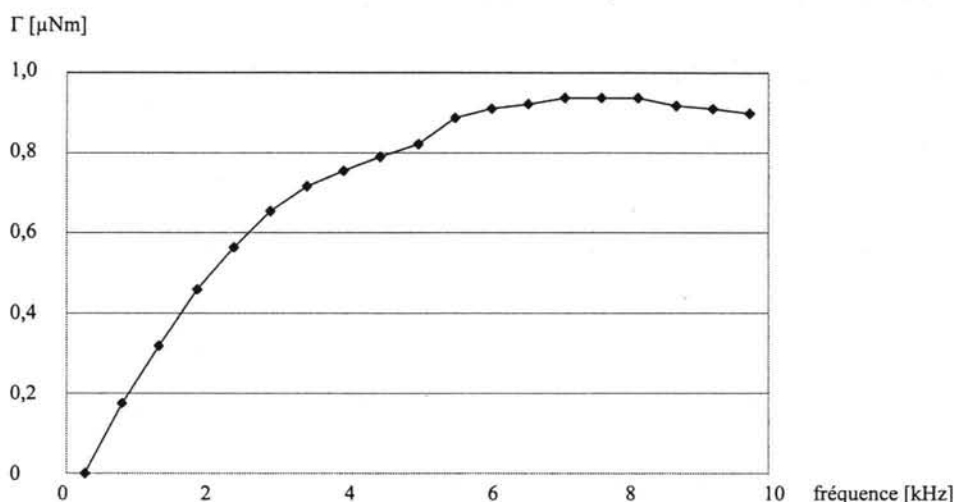


Fig. 3.14.5.5 Moteur Ø 18 mm fabriqué par électroérosion

La mesure du couple s'avère, en pratique, quelque peu difficile. En effet, à cause de la sensibilité du moteur par rapport aux divers paramètres physiques (la verticalité de l'axe, son usure, la déformation de la couche de bobines, ...), les résultats mesurés peuvent être très variables et difficilement reproductibles.

Le couple maximal obtenu est de  $0,9 \pm 0,1 \mu\text{Nm}$  pour une alimentation de  $2 A_{\text{crête}}$  et d'entre  $1,2$  et  $1,3 \mu\text{Nm}$  pour  $3 A_{\text{crête}}$ . Il est conséquemment 10 fois inférieur au couple calculé par la modélisation par éléments finis. Nous essayerons d'expliquer cette divergence, mais nous avons déjà constaté que cette valeur est suffisante pour faire tourner le moteur.

Nous remarquons aussi que le moteur fendu permet, mis à part un léger incrément du couple, d'obtenir de bonnes valeurs de couple à basse fréquence ; la qualité de la caractéristique couple — fréquence en est ainsi améliorée.

Nous avons toutefois constaté que, à basse fréquence (3 à 5 kHz), le couple parasite de réluctance freine le rotor. Celui-ci peut donc décrire un mouvement arythmique ou même s'arrêter définitivement. Pour arrêter le rotor à ces fréquences-là, il est nécessaire que le couple de réluctance atteigne une valeur d'entre 200 et 300 nNm. Ce phénomène n'a pas été détecté à de plus hautes fréquences d'opération.

La puissance mécanique maximale que le moteur a développée,  $P = \Gamma\omega$ , vaut près de  $600 \mu\text{W}$  à  $3 A_{\text{crête}}$ . Puisque les bobines ( $R = 0,8 \Omega$ , cf. *supra*, § 3.12.3) dissipent une puissance thermique d'environ  $4,8 \text{ W}$ , le rendement du moteur est d'environ 125 ppm. Nous rappelons (cf. *supra*, § 3.5.3) que les bobines n'ont pas été thermiquement optimisées. Le rendement de ce moteur est considérablement supérieur à celui du gyroscope reporté par [WIL97] (cf. *supra*, chapitre 1, § 1.3.2).

La Fig. 3.14.4.6 représente le bilan des couples mis en jeu lorsque le moteur démarre.

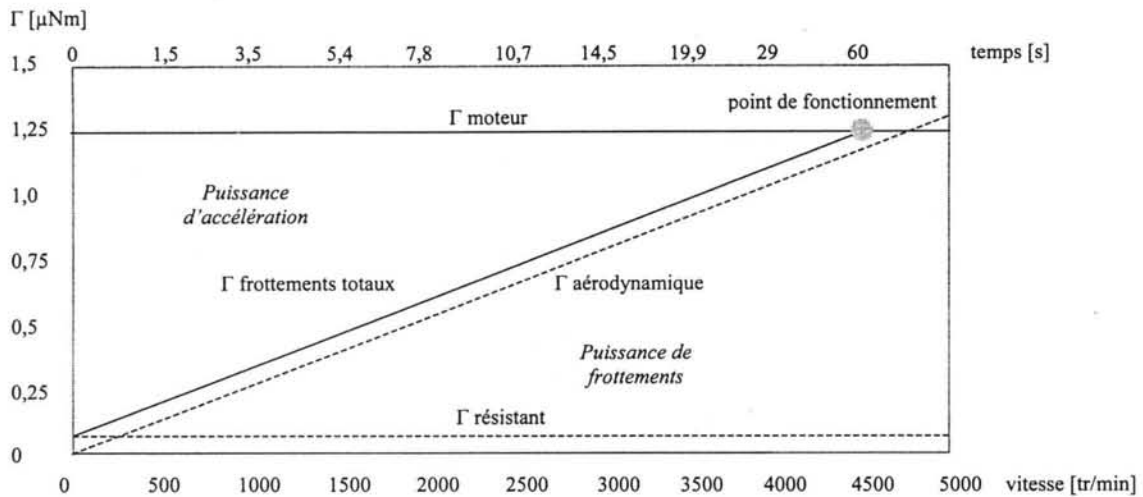


Fig. 3.14.5.5 Analyse du démarrage du moteur : couples, temps et vitesse

Nous avons donc obtenu les courbes couple—fréquence du micromoteur asynchrone. Nous avons vu que, malgré la petitesse des forces développées par le moteur, l'ensemble de ses caractéristiques mécaniques sont satisfaisantes.

### 3.14.6 Analyse de la saturation magnétique

Nous avons discuté, au § 3.9.6, les effets (négatifs) de la saturation magnétique. En effet, même si la valeur de l'induction à l'entrefer est assez faible (cf. *supra*, § 3.9.7), il y a saturation dans la culasse du moteur. Une façon indirecte de mesurer la saturation est de comparer la valeur du couple lorsque l'on fait varier le courant. Etant donné que la vitesse mécanique est très petite par rapport à la fréquence électrique (cf. *supra*, § 3.4.4, § 3.9.6, § 3.14.5), nous pouvons supposer que toutes les mesures de couple sont réalisées *le long de l'axe vertical* (Fig. 3.14.6.1). Ceci équivaut à dire que le glissement est identique, quelle que soit la valeur du courant. Le couple mesuré ne dépendra donc que de la valeur du courant de magnétisation. De même, le décalage de la courbe couple – fréquence vers de plus hautes fréquences (cf. *supra*, § 3.9.6) peut aussi être négligé.

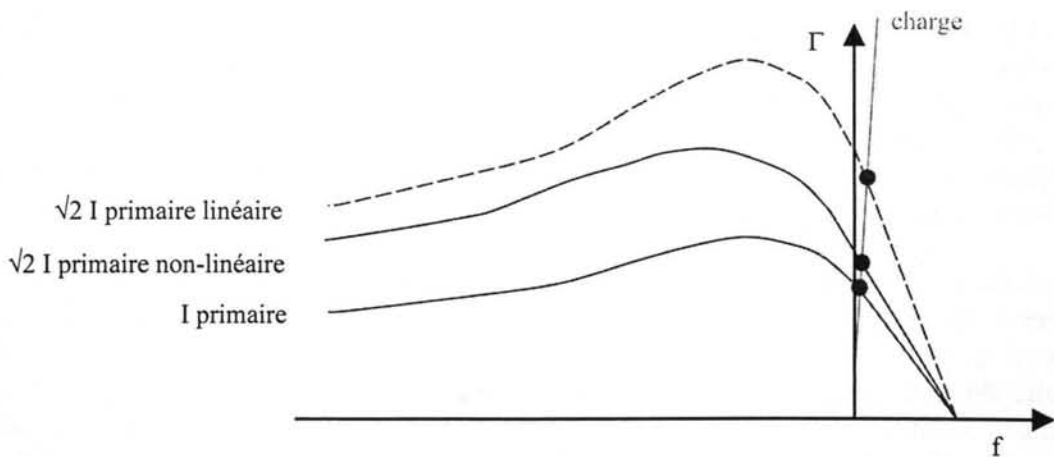


Fig. 3.14.6.1 Méthode indirecte de mesure de la saturation magnétique.

Le phénomène de saturation magnétique peut ainsi être observé. Les mesures ont été faites pour un courant d'entre 1 A<sub>crête</sub> (minimum pour assurer le démarrage du rotor) et 3 A<sub>crête</sub> (maximum permis par les bobines). Le résultat est montré dans la Fig. 3.14.6.2.

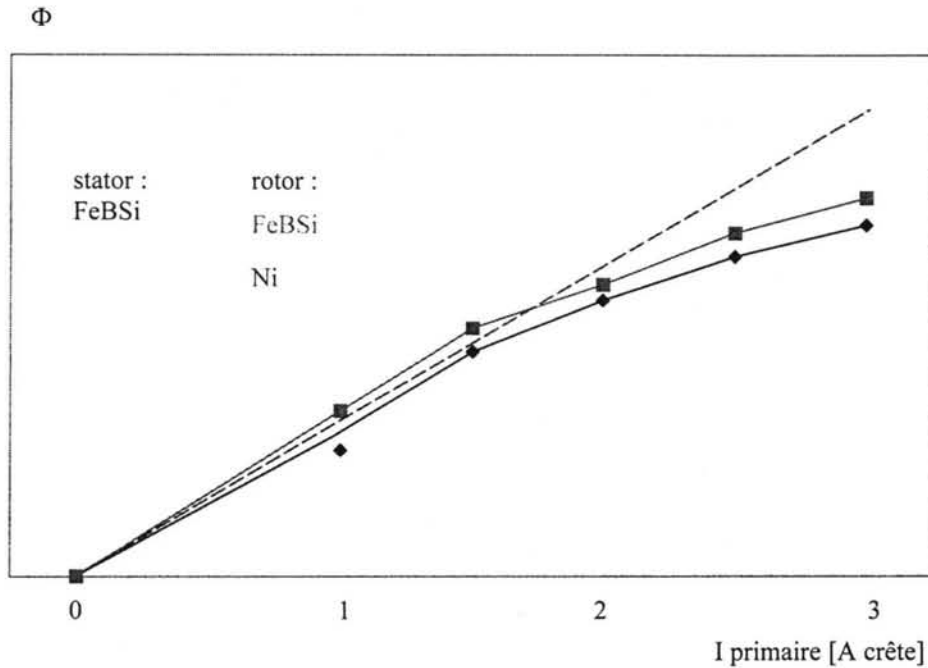


Fig. 3.14.6.1 Saturation magnétique dans la culasse du moteur.

Le flux magnétique est exprimé sans unités. La culasse réalisée en FeBSi s'est avérée légèrement meilleure à celle réalisée en nickel, ce qui s'explique par les piètres propriétés magnétiques du nickel électroformé [ROB97] ainsi que par la différence d'épaisseur entre les culasses (50  $\mu\text{m}$  de FeBSi et 40  $\mu\text{m}$  de Ni, cf. *supra*, § 3.12.6). Néanmoins, les deux courbes obtenues sont assez similaires. La Fig. 3.14.6.2 montre que ce moteur doit travailler, pour éviter la saturation, à moins de 2 A<sub>crête</sub>. Nous remarquons qu'une fabrication par électroformage — ou par des techniques équivalentes, capables d'assurer une croissance continue du matériau — permettrait aisément de pallier, jusqu'à une valeur raisonnable de courant, le problème de saturation magnétique.

### 3.14.7 Comparaison entre la modélisation et les résultats expérimentaux du moteur diphasé

Dans la première partie de ce chapitre (cf. *supra*, § 3.9.3 et § 3.9.6), nous avons remarqué l'ensemble de simplifications géométriques que nous devons accepter dans le modèle bidimensionnel. Nous l'avons noté, ces schématisations géométriques mènent à d'importantes suppositions magnétiques : en particulier, nous avons supposé une distribution complètement radiale des courants induits (cf. *supra*, § 3.9.6) et un champ magnétique uniforme le long d'un déplacement radial (cf. *supra*, § 3.9.7).

Finalement, certaines divergences ont apparu entre les dimensions que nous avons estimées et les dimensions finales des prototypes, telles que l'épaisseur des couches motrices (cf. *supra*, § 3.12.4 et § 3.12.5) et la déformation des bobines souples (cf. *supra*, § 3.12.7). La difficulté de maîtriser un entrefer variable — dépendant de la qualité de l'aimant, de la fréquence d'alimentation, de l'assemblage des pièces... — a encore amoindri les performances du moteur. D'importantes différences apparaissent parfois entre les résultats des

modélisations et les résultats expérimentaux [FUH92b, OSU98]. Mais la modélisation par éléments finis nous a permis d'anticiper, d'une manière globale, les principales caractéristiques qu'aurait le micromoteur asynchrone.

### **3.14.8 Conclusion**

Dans cette partie, nous avons analysé le moteur que nous avons construit. Bien que le moteur triphasé n'ait pas donné de bons résultats (à cause des limites pratiques de l'alimentation), le moteur diphasé nous a permis d'en analyser son fonctionnement. Nous avons d'abord présenté l'alimentation que nous avons utilisée, pour ensuite proposer un modèle pour la dynamique du moteur. Grâce à ce modèle, nous avons calculé la caractéristique couple — fréquence des différents rotors fabriqués. Nous avons aussi mis en évidence la saturation magnétique dans les culasses magnétiques. Le moteur a atteint une vitesse maximale de 4500 tr/min en développant environ 1,2  $\mu\text{Nm}$  ; nous avons finalement essayé d'expliquer les divergences entre les résultats obtenus par modélisation au § 3.9.6 et les mesures réalisées.

## **3.15 Conclusion à la deuxième partie**

Dans cette seconde partie, nous avons expliqué les diverses étapes de fabrication du micromoteur asynchrone. Nous avons aussi proposé une deuxième démarche, qui tirerait profit des microtechnologies pour améliorer les performances du micromoteur. Nous avons remarqué que certaines étapes de cette démarche alternative — telles que la déposition du fer — pourraient même s'avérer plus simples que celles que la fabrication classique nous a imposées.

Nous avons aussi présenté et analysé le prototype du micromoteur asynchrone que nous avons réalisé. Nous avons finalement essayé d'expliquer les divergences trouvées entre la modélisation et les mesures expérimentales.

## **Conclusion au chapitre 3**

Au cours de ce chapitre, divisé en deux parties, nous avons étudié le micromoteur asynchrone. Nous avons, lors de la première partie, proposé une démarche de conception, d'optimisation et de modélisation. Nous avons ainsi proposé une structure réalisable, dont les performances calculées étaient très encourageantes. La fabrication et la caractérisation d'un prototype opérationnel ont constitué le corps de la deuxième partie.

Nous avons vu que, malgré de nombreuses objections — contre sa fabrication et sa contre performance — retrouvées dans la littérature, ce moteur fonctionne et mérite d'être retenu parmi les solutions proposées pour le développement de futurs capteurs ou actionneurs miniatures. D'autres dispositifs miniatures à induction électromagnétique — tels que le moteur asynchrone linéaire ou la pompe à induction — pourraient bénéficier, eux aussi, des résultats encourageants obtenus lors de cette étude.



# Conclusions et perspectives

## Conclusions

Cette étude a mis en relief la diversité de micromoteurs construits durant ces dernières années. Elle nous a aussi permis, d'une part, de signaler l'importance que revêtent les frottements dans les petites dimensions. D'autre part, elle a mis en évidence la quasi-absence de dispositifs asynchrones magnétiques de taille miniature.

C'est pourquoi nous avons proposé une étude sur les paliers magnétiques miniatures. Afin de valider l'utilisation des microaimants dans les paliers miniatures, nous avons analysé les forces, les raideurs et les champs magnétiques que développent ces aimants. Nous avons proposé une nouvelle méthodologie pour le calcul et l'optimisation des paliers magnétiques miniatures.

Nous avons aussi proposé une étude sur le micromoteur asynchrone. La conception et la modélisation de ce moteur nous ont permis de le dimensionner, ainsi que d'en calculer les principales caractéristiques électromagnétiques.

Cette partie de conception et de modélisation a été suivie de la réalisation d'un prototype, de dimensions  $\varnothing 18$  mm x h 2 mm. Une grosse partie du travail de réalisation du prototype a été effectuée dans les locaux du LEG, en faisant appel à des techniques de fabrication conventionnelles. Deux rotors ont aussi été créés par électrodéposition au LPMO de Besançon. Divers prototypes ont été construits : ils ont atteint une vitesse maximale de 4500 tr/min en développant un couple mécanique d'environ  $1,2 \mu\text{Nm}$ .

Nous avons installé le micromoteur sur une suspension à palier magnétique. Cette solution s'avère élégante lorsque la stabilité statique de l'ensemble est assurée. La compatibilité manifeste entre le moteur et sa suspension a permis la création d'une structure originale et fonctionnelle.

Ce travail offre deux alternatives innovantes dans le développement des micromachines magnétiques.



## Perspectives

Cette étude a validé de nouvelles approches dans la conception de micromachines. Mais elle n'a évidemment pas épuisé les possibilités de conception et de réalisation qui peuvent en découler.

D'une part, aussi bien les micropaliers magnétiques que le micromoteur asynchrone peuvent bénéficier davantage des microtechnologies. En effet, les suspensions miniatures que nous avons construites se basent sur des aimants liés ; or, l'analyse et l'optimisation que nous avons proposées au chapitre 2 sont particulièrement adaptées à des aimants en couches. Egalement, les prototypes du micromoteur asynchrone que nous avons fabriqués n'ont que partiellement bénéficié des microtechniques : en particulier, la fabrication de microbobines demeure un atout de base pour les dispositifs électromagnétiques miniatures.

D'autre part, et toujours pour les micropaliers magnétiques et pour le micromoteur asynchrone, nous n'avons construit qu'un nombre réduit de prototypes. Des suspensions miniatures, mêlant des aimants permanents et des matériaux diamagnétiques, ou bien des suspensions à effet gyroscopique, voire partiellement actives, peuvent être conçues et construites. Parallèlement, des actionneurs linéaires ou des pompes à induction, ou bien des moteurs présentant plusieurs matériaux différents, peuvent être envisagés.

En effet — et c'est particulièrement vrai dans l'échelle microscopique, où notre expérience intuitive est souvent trahie —, toute nouvelle idée, si peu d'éclat eût-elle, mérite d'être réfléchie.

## Annexes



# Annexes

## Annexe 1 La dissipation thermique lors d'une réduction d'échelle

Dans le chapitre 1, § 1.3.1, nous avons affirmé que, lorsque c'est la température maximale qui définit la limite de courant dans un dispositif électromagnétique, les forces magnétiques varient au carré du facteur d'échelle : un moteur dix fois plus petit développera des forces dix fois plus petites.

Cette argumentation suppose que le phénomène prépondérant de transfert de chaleur est la conduction, c'est pourquoi nous examinons ici la loi diffusion de Fourier. En pratique, la convection reste un phénomène important dans les petites échelles (et, dans ce cas-là, on peut montrer que  $F_{ab} = [k^3]$ ) et une analyse au cas par cas devrait aboutir à un résultat où  $[k^2] \leq F_{ab} \leq [k^3]$ .

Nous supposons donc que l'augmentation de la température peut arriver à un maximum qui ne dépend pas des dimensions :  $\Delta T = \text{constante}$ . D'une manière générale, le flux thermique est défini par l'expression :

$$\frac{dQ}{dt} = -kS_{diss} \nabla T \quad (\text{A1.1})$$

pour simplifier :

$$\frac{dQ}{dt} = -kS_{diss} \frac{\partial T}{\partial n} \quad (\text{A1.2})$$

où  $S_{diss}$  est la surface de dissipation,  $k$  la constante de dissipation thermique (considérée intrinsèque, donc constante) et  $n$  représente un axe de translation quelconque.

Or, le flux thermique dans un conducteur est équivalent à ses pertes joule  $P$  :

$$\frac{dQ}{dt} = P_e = I^2 R = I^2 \rho \frac{l}{S_{cond}} \quad (\text{A1.3})$$

où  $I$  est le courant qui parcourt un conducteur de résistance  $R$ .

A partir de (3), en (2), nous avons :

$$I^2 \rho \frac{l}{S_{cond}} = -kS_{diss} \frac{\partial T}{\partial n} \quad (\text{A1.4})$$

soit :

$$\int_{n1}^{n2} -\frac{l}{k} I^2 \rho \frac{l}{S_{cond}} \frac{l}{S_{diss}} dn = \Delta T = -\frac{l}{k} I^2 \rho \frac{l}{S_{cond}} \frac{l}{S_{diss}} \Delta n \quad (A1.5)$$

$\Delta T$ ,  $k$  et  $\rho$  ne dépendent pas des dimensions,  $l$  et  $n$  en dépendent linéairement, et  $S$  varie au carré des dimensions. Nous avons donc :

$$\Delta T[k^0] = -\frac{l}{k[k^0]} I^2 \rho[k^0] \frac{l[k^1]}{S_{cond}[k^2]} \frac{l}{S_{diss}[k^2]} \Delta n[k^1] \quad (A1.6)$$

$$\text{soit : } I^2 = \Delta T[k^0] k[k^0] \frac{l}{\rho[k^0]} \frac{l}{l[k^1]} S_{cond}[k^2] S_{diss}[k^2] \frac{1}{\Delta n[k^1]} \quad (A1.7)$$

$$I^2 = \Delta T[k^0] k[k^0] \frac{l}{\rho[k^0]} \frac{l}{l[k^1]} S_{cond}[k^2] S_{diss}[k^2] \frac{l}{\Delta n[k^1]} \quad (A1.8)$$

$$I^2 = [k^2]; \quad I = [k^1] \quad (A1.9)$$

Le courant varie donc directement avec les dimensions.

La force entre deux conducteurs parallèles,  $I_a$  et  $I_b$ , de longueur  $l$  et séparés par une distance  $d$ , peut être calculée à partir des lois de Laplace et d'Ampère :

$$F_{ab} = I_a l B_b; \quad B_b = \frac{\mu I_b}{2\pi d} \quad (A1.9)$$

$$\text{soit : } F_{ab} = \frac{\mu I_a l I_b}{2\pi d} \quad (A1.10)$$

Puisque  $l$  et  $d$  varient en  $[k]$ , la force est proportionnelle au produit des courants et  $F_{ab} = [k^2]$ .

## Annexe 2 Mesures d'aimantation

### 1. Comment mesurer l'aimantation

Il existe plusieurs méthodes pour caractériser un aimant permanent. On peut notamment réaliser une "hystérésisgraphie", : en mesurant parallèlement le champ appliqué et la rémanence de l'aimant. Si les instruments de mesure ont été correctement calibrés (ce qui peut prendre plusieurs jours de travail !), un échantillon de géométrie préétablie peut aisément être caractérisé. Grâce aux repères utilisés, l'effet du champ démagnétisant est compensé et les résultats obtenus sont considérés intrinsèques au matériau. Toutefois, on est encore loin de l'uniformité de critères et il peut y avoir des variations dans les résultats obtenus par deux laboratoires différents.

Nous avons réalisé des caractérisations de la poudre d'aimant NdFeB présentée au § 2.5.4. Nous nous sommes servi de la bobine de Helmholtz. L'échantillon, d'aimantation inconnue, est placé dans l'axe de la bobine ; le flux magnétique est alors mesuré. Dans un deuxième essai, on retire l'échantillon (ou bien, on le met à l'inverse) et le flux magnétique est derechef mesuré. C'est à partir de la variation de flux induite entre ces deux mesures que l'aimantation est calculée (Fig. A2.1.1).

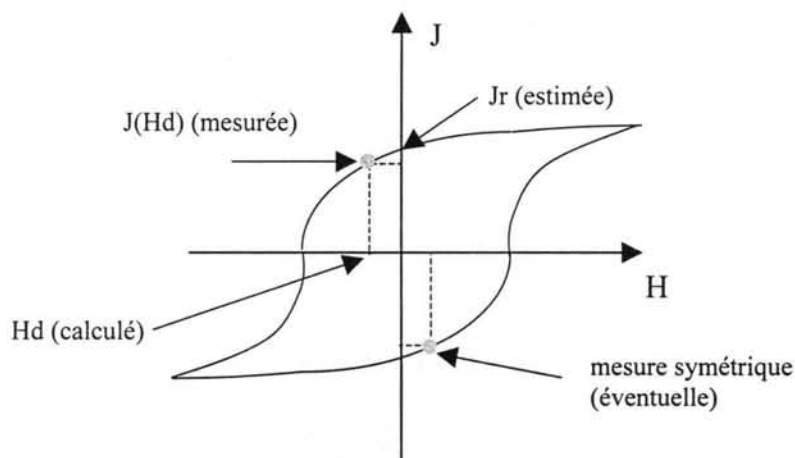


Fig. A2.1.1 Mesure de l'aimantation dans une bobine de Helmholtz

Cette méthode est beaucoup plus simple, mais beaucoup plus limitée, que l'hystérésisgraphie. D'abord, l'on n'obtient qu'un seul point de la courbe de magnétisation. En deuxième terme, le champ démagnétisant n'est qu'analytiquement calculé, en assimilant l'échantillon à un ellipsoïde de révolution. En revanche, cette méthode est très utile lorsqu'il s'agit de comparer plusieurs échantillons supposés identiques.

Les mesures que nous avons réalisées nous ont permis de comparer les diverses poudres de NdFeB disponibles ; nous avons notamment pu identifier des matériaux qui, à cause de l'oxydation, avaient perdu environ la moitié de leur rémanence (soit 0,2 / 0,4 [T/T]). Bien que le champ démagnétisant de nos échantillons fût relativement élevé (ici, près de  $J/2$ ), la comparaison directe entre deux échantillons ayant une même géométrie pouvait être concluante. Seul problème, nos échantillons étaient très petits et la variation de flux recherchée se rapprochait des erreurs de mesure...

## 2. Problématique liée aux couches minces

Lorsque la direction d'aimantation est très faible (aimants plats), il peut y avoir de désaimantation partielle due au champ propre. Un aimant très large, d'aimantation perpendiculaire au plan, est représenté dans la Fig. A2.2.1 :

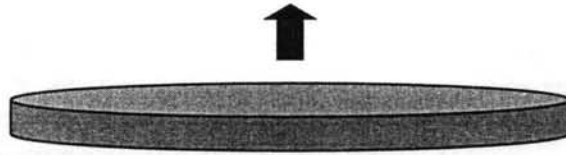
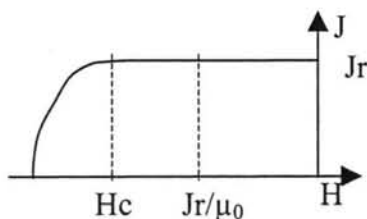


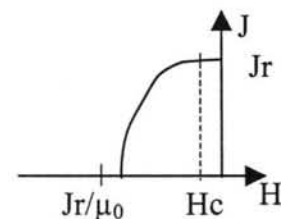
Fig. A2.2.1 Aimant très large

L'aimant est assez large et l'on accepte que le coefficient axial de champ démagnétisant,  $N_z$ , est égal à 1. Le champ démagnétisant atteint donc la valeur de la rémanence :  $H_d = J_r$ .

Ce cas ( $H_d = J_r$ ) se présente lorsque les propriétés de l'aimant correspondent à celles de la Fig. A2.2.2a. L'aimant peut subir son propre champ démagnétisant — quelle que fût sa valeur — sans que son cycle d'aimantation  $J(H)$  ne soit altéré, voire  $J(H_d) = J_r$ . Pas d'hystérésis, pas de perte de magnétisation. Les aimants présentés dans [LIN95] sont un exemple (presque unique) des aimants en couches qui répondent à ce critère.



a) Aimant à  $H_{\text{critique}}$  élevé



b) Aimant à  $H_{\text{critique}}$  faible

Fig. A2.2.2 Cycles d'aimantation

En revanche, un aimant dont les propriétés sont moins bonnes (Fig. A2.2.2b), ne peut soutenir sa propre action démagnétisante. Sous l'action de  $H_d$ , le point de fonctionnement recule vers la gauche, l'aimant se désaimante et  $H_d$  diminue, jusqu'à ce que l'aimant retrouve un point d'équilibre. Là, il y a hystérésis et perte de magnétisation. La magnétisation globale (mesurable) de l'aimant en résulte amoindrie. C'est malheureusement le cas de la plupart des aimants en couches minces.

Par exemple, dans les travaux exposés par Lagorce *et al.* ([LAG97, LAG99], cf. *supra*, chapitre 2, § 2.5.4), deux valeurs très différentes de magnétisation sont présentées : 60 mT suivant l'axe de l'épaisseur et 300 mT dans la direction de la largeur. Cette différence est uniquement attribuée à l'effet démagnétisant.

## Annexe 3 Une extension au théorème d'Earnshaw

### 1. Introduction

La démonstration au théorème d'Earnshaw que nous avons présentée au chapitre 2, § 2.4.3, établit qu'il est impossible d'obtenir, que ce soit pour un aimant ou pour un matériau ferromagnétique, une lévitation totale dans un champ magnétostatique. Or, par ce même théorème, il est aussi possible de montrer qu'un corps conducteur placé dans un champ magnétostatique peut atteindre un état de lévitation totale.

### 2. Le théorème d'Earnshaw et la stabilité des suspensions à induction et supraconductrices

Nous proposons l'analyse d'un corps conducteur (au lieu d'un aimant permanent ou d'un matériau ferromagnétique) placé dans un champ magnétique. Cette analyse est présentée dans [DEL94].

Considérons un conducteur de conductivité  $\sigma$ , parcouru par un courant induit  $J$  et qui engendre un champ magnétique dans tout l'espace. L'énergie totale s'écrit :

$$W = \frac{1}{2} \iiint_{\mathcal{E}} \vec{B} \cdot \vec{H} \, dv \quad (\text{A3.2.1})$$

où  $B$  et  $H$  représentent l'induction magnétique et le champ magnétique en un point de l'espace. Nous avons donc :

$$k_x + k_y + k_z = \frac{1}{2} \iiint_{\mathcal{E}} \nabla^2 (\vec{B} \cdot \vec{H}) \, dv \equiv \frac{1}{2} \iiint_{\mathcal{E}} \text{div} [\text{grad} (\vec{B} \cdot \vec{H})] \, dv \quad (\text{A3.2.2})$$

$$k_x + k_y + k_z = \frac{1}{2} \iiint_{\mathcal{E}} \text{div} (\vec{B} \times \text{rot} \vec{H} + \vec{H} \times \text{rot} \vec{B}) \, dv = \iiint_{\mathcal{E}} \text{div} (\vec{B} \times \vec{J}) \, dv \quad (\text{A3.2.3})$$

Le courant étant nul en dehors du conducteur, cette équation s'écrit :

$$k_x + k_y + k_z = \iiint_{\mathcal{E}} (\vec{J} \cdot \text{rot} \vec{B} - \vec{B} \cdot \text{rot} \vec{J}) \, dv = \iiint_{\mathcal{E}} \mu_0 J^2 + \sigma \mu_0^2 \vec{H} \cdot \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \, dv \quad (\text{A3.2.4})$$

$$k_x + k_y + k_z = \iiint_{\mathcal{E}} \mu_0 J^2 + \frac{\sigma \mu_0^2}{2} \frac{\partial H^2}{\partial t} \, dv \quad (\text{A3.2.5})$$

Lorsque le conducteur est placé sur un champ magnétostatique, l'équation (A3.2.5) devient :

$$k_x + k_y + k_z = \iiint_{\mathcal{E}} \mu_0 J^2 \, dv \quad (\text{A3.2.6})$$



L'unique moyen d'avoir un courant induit qui ne s'annule pas dans un champ statique (boucle de courant) est que le conducteur ait une résistivité nulle. Ainsi, un supraconducteur vérifie :

$$k_x + k_y + k_z > 0 \quad (\text{A3.2.7})$$

Un corps de résistivité nulle peut donc être stable suivant ses trois axes de translation ; la lévitation complète est possible dans un champ statique.

Si le conducteur est placé dans un champ magnétodynamique, nous pouvons supposer que le champ et le courant sont sinusoïdaux :

$$H = \sqrt{2} H_{rms} \sin(\omega t) \quad (\text{A3.2.8})$$

$$J = \sqrt{2} J_{rms} \sin(\omega t - \varphi) \quad (\text{A3.2.9})$$

Ainsi, l'équation (A3.2.5) devient :

$$k_x + k_y + k_z = \iiint_V 2\mu_0 J_{rms}^2 \sin^2(\omega t - \varphi) + \sigma \mu_0^2 H_{rms}^2 \frac{\partial(\sin^2(\omega t))}{\partial t} dv \quad (\text{A3.2.10})$$

Puisque cette équation varie dans le temps, nous pouvons calculer sa moyenne :

$$(k_x + k_y + k_z)_{moy} = \iiint_V 2\mu_0 J_{rms}^2 dv \quad (\text{A3.2.11})$$

La moyenne de la somme des raideurs étant toujours positive, toutes les raideurs peuvent donc être positives. Un corps conducteur, placé dans un champ magnétodynamique, peut être stable suivant ses trois axes de translation.

Congrès et publications



## Congrès et publications

- O. Cugat, **V. Fernandez**, D. Roy, J. Delamare and G. Reyne, "Miniature permanent magnet bearings : application to planar micromotors", 1er Congrès Europe—Asie sur les Microsystèmes MECATRONICS '96, Besançon, France, octobre 1996.
- **V. Fernandez**, G. Reyne, O. Cugat, P.-A. Gilles et J. Delamare, "Modélisation de micropaliers à aimants permanents", 2nd Forum National de Microtechnologies et Microsystèmes ADEMIS, Paris, novembre 1997.
- P.-A. Gilles, O. Cugat, **V. Fernandez**, J. Delamare and G. Reyne, "Micromotors on permanent magnet bearings", *Proc. on IEEE COMPUMAG '97*, Rio de Janeiro, Brésil, novembre 1997, pp. 616-617.
- **V. Fernandez**, G. Reyne, O. Cugat, P.-A. Gilles and J. Delamare, "Design and modelling of permanent magnet micro-bearings", *IEEE COMPUMAG '97*, Rio de Janeiro, Brésil, novembre 1997.  
*Publié en : IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 34, No. 5 (1998), pp. 3596-3599.
- **V. Fernandez**, G. Reyne and O. Cugat, "Prospective FEM modeling of induction planar micromotors", *IEEE CEFC '98*, Tucson, U.S.A., juin 1998.  
*Publié en : IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 35 No. 3 (1999), pp. 1805-1808.
- **V. Fernandez**, O. Cugat et G. Reyne, "Un micromoteur asynchrone à palier magnétique", *Colloque industriel ARATEM '99*, Annecy, septembre 1999.
- **V. Fernandez**, J. Fandino, C. Sauvey, J.-P. Yonnet, G. Reyne and O. Cugat, "A design methodology for permanent magnet microbearings", *IEEE COMPUMAG '99*, Sapporo, Japon, octobre 1999, pp. 530-531.  
*A paraître : IEEE Transactions on Magnetics*, juillet 2000.
- **V. Fernandez**, O. Cugat, G. Reyne and S. Basrour, "An induction micromotor on a permanent magnet bearing", *Actuator 2000*, Bremen, Allemagne, juin 2000 (*accepté*).



## Références et bibliographie



## Références et bibliographie

- [ABB96] A. Abbas, "Étude et optimisation de micromoteurs électrostatiques et électromagnétiques en vue d'applications médicales", thèse soutenue à l'Université de Paris VI, 1996.
- [ADE95] S. Adennot, "Modélisation de micromoteurs", rapport interne au LEG, 1995.
- [AHN93] C. H. Ahn, Y. J. Kim and M. G. Allen, "A planar variable reluctance magnetic micromotor with fully integrated stator and coils", *IEEE JMEMS* Vol. 2, No. 4 (1993), pp. 165-173.
- [AHN94] C. H. Ahn and M. G. Allen, "A new toroidal-meander type integrated inductor with a multilevel meander magnetic core", *IEEE Trans. Magn.* Vol. 30, No. 1 (1994).
- [AKU92] T. Akuta, "Rotational-type actuators with Terfenol-D rods", *Proc. 3th Int. Conf. on News Actuators*, pp. 244-248 (1992), Bremen, Germany.
- [ALB96] A. Albrecht, S. Michael and G. Scheinert, "Simulation and optimization of a magnetic levitated disk with multiphase drive", *Proc. Microsystems Technologies*, pp. 753-755 (1996), Berlin, Germany.
- [ALG70] P. L. Alger, "The nature of induction machines, 2nd edition", Gordon and Breach, New York, 1970.
- [ARA96] T. Araki and M. Okabe, "(Nd, Tb)-Fe-B thin film magnets prepared by magnetron sputtering", *IEEE Proc. MEMS* 1996, pp. 244-249.
- [ARI94] K. I. Arai, C. S. Muranaka and M. Yamaguchi, "A new hybrid device using magnetostrictive amorphous films and piezoelectric substrats", *IEEE Trans. Magn.*, Vol 30, No. 2 (1994), pp. 916-918.
- [ART77] I. Artobolevski, "Théorie des mécanismes et des machines", Editions MIR, Moscou (1977), p. 650.
- [ATA93] M. Ataka, A. Omokada, N. Takeshima and H. Fujita, "Polyimide bimorph actuators for a cyliary motion system", *IEEE JMEMS*, Vol. 2 No. 4 (1993), pp. 146-150.
- [BAL] Balloffet SA, 4, rue Brunel, 75017 Paris. Tél. : 01 42 67 69 81 - Fax : 01 46 22 84 67.
- [BAR88] S. F. Bart *et al.*, "Design considerations for micromachined electric actuators", *Sens. & Act.* 14, (1988) pp. 269-292.
- [BAR89] S. F. Bart and J. Lang, "An analysis of electroquasistatic induction micromotors", *Sens. & Act.* A20 (1989), pp. 97-106.



- [BAR89] S. F. Bart and J. H. Lang, "Electroquasistatic induction micromotors", *Proc. IEEE MEMS '89 Salt Lake City*, Feb. 1989, pp. 7-12.
- [BAR92] S. F. Bart *et al.*, "Electric micromotor dynamics", *IEEE Trans. Electron Devices* Vol. 39 No. 3, 1992, pp. 566-575.
- [BEE94] U. Beerschwinger *et al.*, "Friction measurements on LIGA-processed microstructures", *J. Micromech. Microeng.* 4 (1994) pp. 14-22.
- [BEE97] U. Beerschwinger, R. L. Reuben and S. J. Yang, "Frictional study of micromotor bearings", *Sens. & Act.*, A63 (1997) pp. 229-241.
- [BEH96] J. Behrens, A. Meckes, M. Gebhard and W. Benecke, "Electromagnetic actuation for micropumps and microvalves", *Proc. 5th Int. Conf. on News Actuators*, pp. 124-127 (1996), Bremen, Germany.
- [BEN94] W. Benecke, "Scaling behaviour of micro actuators", *Proc. 4th Int. Conf. on News Actuators*, pp. 19-24 (1994), Bremen, Germany.
- [BER76] M. Bertin, J. P. Faroux, et J. Renault, "Mécanique", Dunod Université, Paris, 1976.
- [BET96a] J. Betz, E. du Trémolet de Lacheisserie, J. C. Peuzin and L. T. Baczewski, "Magnetoelastic properties of nickel thin films", *Applied Physics Letters* 68 No. 1 (1993), pp. 132-133.
- [BET96b] J. Betz *et al.*, "Torsion based, drift-free magnetostrictive microactuator", *Proc. 5th Int. Conf. on News Actuators*, pp. 457-462 (1996), Bremen, Germany.
- [BET96c] J. Betz *et al.*, "Giant magnetostrictive, spring magnet type multilayers and torsion based microactuators", *Material Research Society Fall Meeting conf. Proc. Y - Materials For Smart Systems II* (1996), Boston, USA.
- [BIN75] K. J. Binns and E. Schmit, "Some concepts involved in the analysis of the magnetic field in cage induction motors", *Proc. IEE*, 122 (1975), pp.169 ss.
- [BOL69] B. Bollée, "Electrostatic motors", *Philips Tech. Rev.* 30, (1969), pp. 178-194.
- [BOT95] C. M. Bothwell, R. Chandra and I. Chopra, "Torsional actuation with extension-torsion composite coupling and a magnetostrictive actuator", *AIAA Journal*, Vol 33, No. 4 (1995), pp. 723-729.
- [BRI97] P. Brissonneau, "Magnétisme et matériaux magnétiques pour l'électrotechnique", éd. Hermès, Paris, 1997.
- [BRU87] M. Brunet, "Application des paliers magnétiques actifs aux turbomachines", *La technique moderne*, Août 1987, pp. 9-14.
- [CAD94] F. J. Cadieu and H. Hedge, "In-Plane magnetized YIG substrates self-biased by Sm-Co based sputtered film coatings", *J. Appl. Phys.* 76 (10), 1994, pp. 6059-6061.

- [CED] CEDRAT - 4301 ZIRST, 38943 Meylan, France. Tél. (33) 476 90 50 45 - Fax (33) 476 90 16 19
- [CET] Centre Technique de l'Industrie Horlogère (CETEHOR), 39, avenue de l'Observatoire, 25000 Besançon, France. Tél. : 03 81 50 38 88 - Fax : 0381 53 04 60
- [CET93] Cetehor, "Les micromoteurs électromagnétiques de Toshiba", *lettre d'information*, No. 101, Septembre 1993.
- [CHA87] C. C. Chan, "Axial-field electrical machines — design and applications", *IEEE Proc. Energy Conversion*, vol. 2, No. 2 (1987), pp. 294-300.
- [CHA95] J. F. Charpentier, Y. Lefèvre, E. Sarraute and B. Trannoy, "Synthesis and modelling of an electrostatic induction motor", *IEEE Trans. Magn.*, Vol 31 No. 3 (1995), pp. 1404-1407.
- [CHE94] S. A. Chetkin and K. I. Ueda, "Flat spring design for magnetostrictive actuators realizing inverse and direct Viedemann effects", *Proc. 4th Int. Conf. on News Actuators* pp. 29-37 (1994), Bremen, Germany.
- [COC89] P. L. Cochran, "Polyphase induction motors — analysis, design and applications", Marcel Dekker, 1989.
- [COM94] R. Comolet, "Mécanique expérimentale des fluides. Tome II — Dynamique des fluides réels, Turbomachines, 4<sup>e</sup> édition", éd. Masson, Paris (1994).
- [CUG96] O. Cugat *et al.*, "Miniature permanent magnet bearings : application to planar micro-motors", *Proc. Congrès Mecatronics*, Besançon, pp. 624-626, Oct. 1996
- [DAN95] W. Daniau, S. Ballandras, L. Kubat, J. Hardin, G. Martin and S. Basrour, "Fabrication of an electrostatic wobble micromotor using deep-etch UV lithography, nickel electroforming and a titanium sacrificial layer", *J. Micromech. Microeng.* 5 (1995) p 270-275.
- [DEL93a] J. Delamare *et al.*, "3D Calculation of permanent magnet interactions", IMACS TC'1 1993, pp. 289-292.
- [DEL93b] J. Delamare, E. Olivier-Rullière and J.-P. Yonnet, "A cardiac valve enhanced by permanent magnet", *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 29 No. 6 (1993), pp. 3346-3348.
- [DEL94a] J. Delamare "Suspensions magnétiques partiellement passives", Thèse soutenue à l'INPG, Grenoble, 1994.
- [DEL94b] J. Delamare, J. P. Yonnet and E. Rullière, "A compact magnetic suspension with only one axis control", *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 30 No. 6 (1994), pp. 4746-4748.
- [DEN98] K. Deng and M. Mehregany, "Outer-rotor, polysilicon wobble micromotors", *Sens. & Act.*, A64 (1998), pp. 265-271.

- [DHU93b] V. R. Dhuler, M. Mehregany and S. M. Phillips, "A comparative study of bearing designs and operational environments for harmonic side-drive micromotors", *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol 40 No. 11, 1993, pp. 1985-1989.
- [DIV98] C. Divoux, "Réseaux de microbobines planaires et membranes magnétiques déformables. Application à l'optique adaptative", thèse soutenue à l'INPG, Grenoble, 1998.
- [DUF92] R. Duffait et P. Minotti, "Moteur piézo-électrique : perspectives de miniaturisation", *4ème Congrès de Chronométrie*, Laussane, Octobre 1992.
- [DUF96] I. Dufour, E. Sarraute and A. Abbas, "Optimization of the geometry of electrostatic micromotors using only analytical equations", *J. Micromech. Microeng.*, 6 (1996), pp. 108-111.
- [DVF] De Vitrite Fabriek, Postbus 5061, 4330 Kamiddeburg, Nederland, Tél. : 01180 26151.
- [EAR39] S. Earnshaw, "On the nature of the molecular forces which regulate the constitution of the luminiferous ether", *Cambridge Phil. Soc.*, VII:1, S. 97-112, 1839
- [EBI86] D. Ebihara and K. Imagawa, "Analysis of levitating and lateral forces of magnetizing levitating system of permanent magnet repulsion type", *Electrical Engineering in Japan*, Vol 106, No 6, 1986.
- [ELR55] K. R. Eldridge and D. Tabor, "The mechanism of rolling friction. I. The plastic range", *Proc. R. Soc. London*, Ser A, 229 (1955) pp. 181-191.
- [ENG92] G. Engelmann, O. Ehrmann, J. Simon and H. Reichl, "Fabrication of high depth to width aspect ratio microstructures", in *Proc. MEMS Workshop*, Travemünde, Germany, 1992, pp. 93-98.
- [ENG95] R. H. Engelmann and W. H. Middendorf, "Handbook of electric motors. 4. Induction motors — analysis and design", Marcel Dekker Inc., New York, 1995.
- [ESP95] N. Esposito, A. Musolino and B. Tellini, "Electromagnetic analysis of an induction motor with massive disk", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 31, No. 3 (1995), pp. 2076-2079.
- [FAN89] L. S. Fan, Y. C. Tai and R. S. Muller, "IC-processed electrostatic micro-motors", *Proc 1988 IEEE Int. Electron Devices Meet.*, San Francisco, December 1988, pp. 666-669.
- [FAN97] L. Fan, M. C. Wu, K. D. Choquette and M. H. Crawford, "Self-assembled microactuated XYZ stages for optical scanning and alignment", *Proc. of Transducers '97*, Chicago, USA (1995), pp. 319-322.
- [FAR] FaRePro, rue des Clémentiniers, BP 165, 06803 Cagnes sur Mer, Tél. : 04 93 07 61 60, Fax : 04 93 07 48 50.

- [FAU99] F. Faure and J. Delamare, "Low cost magnetic bearings with speed sensor", *Proc. ISEM '99*, (1999) Pavia, Italy.
- [FER98] V. Fernandez *et al.*, "Design and modelling of permanent magnet micro-bearings", *IEEE Trans. Magn.* vol. 34 No. 5, 1998, pp. 3596-3599
- [FER99a] V. Fernandez *et al.*, "F.E.M. modeling of induction planar micromotors", *IEEE Trans. Magn.* vol. 35 No. 3, 1999, pp. 1805-1808
- [FER99b] V. Fernandez *et al.*, "A design methodology for permanent magnet microbearings", *IEEE COMPUMAG '99* Sapporo, Japan, 1999, pp. 530-531.
- [FEU96] A. Feustel *et al.*, "Electromagnetic membrane actuator with compliant silicone suspension", *Proc. 5th Int. Conf. on News Actuators*, pp. 76-79 (1996), Bremen, Germany.
- [FEY59] R. Feynman, "There's plenty of room at the bottom", *American Physical Society Meeting*, Pasadena CA, December 1959. Réimprimé en *JMEMS* Vol. 1 (1992), pp. 60-66.
- [FIT90] A E. Fitzgerald, C. Kingsley and S. D. Umans, "Electric machinery, 5th edition", McGraw-Hill, New York, 1990.
- [FLU96] J. Fluitman and H. Guckel, "Micro actuator principles", *Proc. 5th Int. Conf. on News Actuators*, pp. 23-28 (1996), Bremen, Germany.
- [FLY92] A. M. Flynn and L. S. Tavrow, "Piezo-electric micromotors for microrobots", *IEEE JMEMS*, Vol. 1 No. 1 (1992), pp. 44-51.
- [FRA97] A. B. Frazier and M. G. Allen, "Uses of electroplated aluminium for the development of microstructures and micromachining processes", *IEEE JMEMS*, Vol. 6 No. 2 (1997), pp. 91-98.
- [FRR96] A. Ferreira *et al.*, "An autonomus low-cost ultra-rapid XY $\theta$  reversible piezoelectric nanopositioner", *Proc. 3rd France-Japan Congres on Mechatronics*, No. 2 (1996) pp. 720-731.
- [FUH92a] G. Fuhr, R. Hagedorn and J. Gimsa, "Analysis of the torque-frequency characteristics of dielectric induction motors", *Sens. & Act.* A33 (1992), pp. 237-247.
- [FUH92b] G. Fuhr *et al.*, "Dielectric induction micromotors: field levitation and torque-frequency characteristics", *Sens. & Act.* A32 (1992), pp. 525-530.
- [FUH94] G. Fuhr *et al.*, "Radio-frequency microtools for particle and live cell manipulation", *Naturwissenschaften*, Vol. 81 (1994), pp. 528-535.
- [FUK91] T. Fukuda, H. Hosokai, H. Ohyama, H. Hashimoto and F. Arai, "Giant magnetostrictive alloy (GMA) applications to micro mobile robot as a micro actuator without power supply", *Proc. IEEE on MEMS*, (1991), pp. 210-215.

- [FUR93] E. P. Furlani, "A formula for the levitation force between magnetic disks", *IEEE Trans. Magn.*, 1993, Vol 29, pp. 4165-4169.
- [GAB90] K. J. Gabriel, F. Behi, R. Mahadevan and M. Mehregany, "In situ friction and wear measurements in integral polysilicon mechanisms", *Sens. & Act.* A21-A23 (1990), pp. 184-188.
- [GAR91] J. W. Gardner and P. N. Bertlett, "Potential applications of electropolymerised thin organic films in nanotechnology", *Nanotechnology*, 2 (1991) pp. 19-32.
- [GAR94] J. W. Gardner *et al.*, "Electropolymerized films for low friction microactuator bearings", *Sens. & Act.*, A41-A42 (1994) pp. 300-303.
- [GIL97] P.-A. Gilles *et al.*, "Micromotors on permanent magnet bearings", *Proc. IEEE COMPUMAG '97*, Rio, Nov. 1997, pp. 616-617.
- [GIL99] P. A. Gilles *et al.*, "Micromoteur brushless", *Forum ADEMIS*, Paris, Novembre 1999.
- [GOE94] P. Goemans, E. Kamerbeek & P. Klijn, "Measurement of the pull-out torque of synchronous micromotors with P.M. rotors", *Proc. 6th Int. Conf. on Electrical Machines & Drives '93* pp. 4 (1994).
- [GRA64] N. S. Grassam and J. W. Powell, "Gas-lubricated bearings", *Butterworths*, London, 1964, Ch.1, pp. 3-24.
- [GUC91] H. Guckel *et al.*, "Fabrication and testing of the planar magnetic micromotor", *J. of Micromech. and Microeng.* 1 (1991), pp. 135-138.
- [GUC93] H. Guckel *et al.*, "A first functional current excited planar rotational magnetic micromotor", *IEEE Proc. MEMS* (1993), pp. 7-11.
- [GUC94a] H. Guckel, T. R. Christenson, K. J. Skrobis and J. Klein, "Planar rotational magnetic micromotors", *Int. J. of Applied Electromagnetics in Materials* 4 (1994), pp. 337-382.
- [GUC94b] H. Guckel *et al.*, "Electromagnetic, spring constrained linear actuator with large throw", *Proc. 4th Int. Conf. on News Actuators*, pp. 52-55 (1994), Bremen, Germany.
- [GUC96] H. Guckel, "Progress in electromagnetic microactuators", *Proc. 5th Int. Conf. on News Actuators*, pp. 45-48 (1996), Bremen, Germany.
- [GUÉ98] P.-A. Guénégo, rapport DEA Génie Industriel, INPG, Grenoble, 1998.
- [HAG94] R. Hagedorn and G. Fuhr, "Design of asynchronous dielectric micromotors", *Journal of Electroacustics* Vol 33 (1994), pp. 159-185.
- [HAL96] B. Halstup *et al.*, "Magnetostrictive, micromachined actuators", *Proc. Microsystems Technologies*, pp. 457-462 (1996), Berlin, Germany.

- [HAN94a] R. Hanitsch, "Micromotors and actuators — technologies and characteristics" *Proc. ICEM'94*, vol. 1, Paris, 1994, pp. 20-27.
- [HAN94b] R. Hanitsch and E. S. Hemeed, "Contribution to the design of planar windings micromotors" *Proc. ICEM'94*, vol. 1, Paris, 1994, pp. 107-110.
- [HAR85] R. Harba, "Conception de micromachines à courant alternatif et de leur alimentation", thèse soutenue à l'INPG, Grenoble, 1985.
- [HAS95] M. Hasimoto *et al.*, "Silicon resonant angular rate sensor using electromagnetic excitation and capacitive detection", *J. of Micromech. and Microeng.* **5** (1995), pp. 219-223.
- [HED93] H. Hedge *et al.*, "Magnetic properties of oriented high anisotropy Nd (Fe Co Mo)<sub>12</sub>N<sub>x</sub> samples", *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 29, No. 6, 1993.
- [HED94] H. Hegde *et al.*, "Sputter synthesis of Tb Cu<sub>7</sub> type Sm (Co Fe Cu Zr) films with controlled easy axis orientation", *J. Appl. Phys.* **75** (10), 1994, pp. 6760-6762.
- [HEG96] G. He, K. Chen, S. Tan and W. Wang, "Electrical levitation for micromotors, microgyroscopes and microaccelerometers", *Sens. & Act.* A54 (1996) pp. 741-745.
- [HOW86] R. T. Howe and R. S. Muller, "Resonant-microbridge vapor sensor", *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-33 (1986), pp. 499-506.
- [HUA92] J. B. Huang, Q. Y. Tong, P. S. Mao, "Gas-lubricated microbearings for microactuators", *Sens. & Act.*, A 35 (1992) pp. 69-75.
- [HUJ97] J. Hu, K. Nakamura and S. Ueha, "An analysis of a noncontact ultrasonic motor with an ultrasonically levitated rotor", *Ultrasonics* 35 (1997) pp. 459-467.
- [ITO93] T. Itoh, "Technology tackles challenge of motor miniaturization", *Japanese Journal of Electronic Engineering* (1993), pp. 58-62.
- [IVA] M. Ivanès, "Les bobinages des machines à courant alternatif", Module interne au LEG-ENSIEG, INPG.
- [JAN98] G. H. Jang and J. H. Chang, "Development of a dual air gap printed coil BLDC motor", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 35, No. 3 (1999), pp. 1789-1792.
- [JEF73] O. D. Jefimenko, "7 — Electrostatic motors", in A. D. Moore (ed) "Electrostatics and its applications", John Wiley, New York, 1973.
- [JUF94] M. Jufer, "Size limits and characteristic influence of electromagnetic actuators", *Proc. 4th Int. Conf. on News Actuators*, pp. 390-393 (1994), Bremen, Germany.
- [KÄM96] K-P. Kämper *et al.*, "Electromagnetic permanent magnet micromotor with integrated micro gear box", *Proc. 5th Int. Conf. on News Actuators*, pp. 429-432 (1996), Bremen, Germany.

- [KAW91] A. Kawamura and N. Takeda, "Linear ultrasonic piezoelectric actuator", *IEEE Trans. On Industry Applications*, Vol. 27 No. 1 (1991), pp. 23-26.
- [KIM89] Y. Kim, M. Katsurai and H. Funita "A Proposal for a Superconducting Actuator Using Meissner Effect", *IEEE Proc. of MEMS*, Salt Lake City, USA (1989), pp. 107.
- [KOB95] K. Kobayashi, "The present and future developments of EDM and ECM", *Proc. of the 11th Int. Symposium for Electromachining*, Lausanne, 1995, pp. 29-47.
- [KOE97] P. B. Koeneman, I. J. Bush-Vishniac and K. L. Wood, "Feasibility of micro power supplies for MEMS", *IEEE JMEMS* Vol. 6 No. 4 (1997), pp. 355-362.
- [KON94] S. Konishi and H. Fujita, "A conveyence system using air flow based on the concept of distributed micro motion systems", *IEEE JMEMS*, Vol 3 (1994), pp. 54-58.
- [KOO69] C. Kooy, "Torque on a resistive motor in a quasi electrostatic rotating field", *Appl. Sci. Res.* **20**, (1969), pp. 161-172.
- [KUM90] S. Kumar and W. Carr, "A proposal for electrically levitating micromotor", *Sens. & Act. A* 24 (1990) pp. 141-149.
- [KUM91] S. Kumar, D. Cho and W. Carr, "Electric levitation bearings for micromotors", *Proc. 6th Int. Conf. Solid-State Sensors and Actuators (Transducers '91)* San Francisco, USA, June 1991, pp. 882-885.
- [KUM92a] S. Kumar, D. Cho and W. Carr, "Experimental study of electric suspension for microbearings", *IEEE JMEMS* 1 (1992) pp. 23-30.
- [KUM92b] S. Kumar and D. Cho, "Electrostatically levitated microactuators", *J. of Micromech. and Microeng.* **2** (1992) pp. 96-103.
- [LAC98] E. de Lacheisserie, "La magnétostriction et ses applications", D.E.S.S. T.A.P., Laboratoire de Magnétisme Louis Néel, CNRS-UJF, Grenoble, 1998.
- [LAG96] L. K. Lagorce and M. G. Allen, "Micromachined polymer magnets", *IEEE Proc. MEMS* 1996, pp. 85-90.
- [LAG97] L. K. Lagorce and M. G. Allen, "Magnetic mechanical properties of magnetic strontium ferrite / polyimide composites", *IEEE JMEMS*, Vol. 6 No 4 (1997), pp. 307-312.
- [LAG99] L. K. Lagorce, O. Brand and M. G. Allen, "Magnetic microactuator based on polymer magnets", *IEEE JMEMS*, Vol. 8 No 1 (1999), pp. 2-9.
- [LAM85] T. S. J. Lammerink and W. Wlodarski, "Integrated thermally excited resonant diaphragm pressure sensor", *3rd Int. Conf. Solid-State Sensors and Actuators (Transducers '85)*, Philadelphia PA, USA, June 1985, pp. 97-100.

- [LAN87] J. H. Lang, M. F. Schlecht and R. T. Howe, "Electric micromotors: electromechanical characteristics", *1987 IEEE MEMS Conf.* Hyannis MA, USA, Nov. 1987.
- [LEH94] H. Lehr *et al.*, "Assembly of electromagnetic milliactuators with LIGA components", *2nd Japan-France Congress on Mechatronics*, Takamatsu, Japan (1994), pp. 31-34.
- [LEM84] G. Lemarquand, "Suspension magnétique d'un système tournant, application au volant d'inertie", Thèse soutenue à l'INPG, Grenoble, 1984.
- [LEV87] E. Levi, "Polyphase motors — A direct approach to their design", John Wiley & Sons, New York, 1987.
- [LEV94] Levi *et al.*, "Permanent magnet film magneto-optic waveguide isolator", *J. Appl. Phys.* **75** (10), 1994, pp. 6286-6288.
- [LHE94] N. Lhermet and F. Claeysen, "Actuators based on biased magnetostrictive rare earth – iron alloys", *Proc. 4th Int. Conf. on News Actuators*, pp. 133-137 (1994), Bremen, Germany.
- [LIK96] T. Liakopoulos, W. Zhang and C. Ahn, "Electroplated thick Co-Ni Mn-Pt magnet arrays for micro machined magnetic device application", *IEEE Proc. MEMS 1996*, pp. 79-82.
- [LIM90] M. G. Lim *et al.*, "Polysilicon microstructures to characterize static friction", *IEEE Proc. MEMS 1996*, pp.82-88.
- [LIN95] Y. Linetsky and N. Kornilov, "Structure and magnetic properties of sputtered NdFeB alloys", *JMEPEG* **4** (1995), pp. 188-195.
- [LIO87] S. H. Liao *et al.*, "High moment CoFe thin films by electrodeposition", *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 23, pp. 2981-2983, 1987.
- [MAA96] D. Maas *et al.*, "Fabrication of microcomponents using adhesive bonding techniques", *IEEE JMEMS* Vol. 5 No. 6 (1996), pp.331-336.
- [MAT96] M. Matsuzaki, T. Marsuo and Y. Mikuriya, "Comparison of electrostatic and electromagnetic motors based on fabrication and performance criteria", Yaskawa Electric Corp., Tsukuba Laboratory, Japan (1996).
- [MCD89] N. C. MacDonald *et al.*, "Selective chemical vapor deposition of tungsten for microelectromechanical structures", *Sens & Act*, **20** (1989) pp. 123-133.
- [MEH90a] M. Mehregany *et al.*, "A study of three microfabricated variable capacitance motors", *Sens. & Act.* A21-A23 (1990), pp. 173-179.
- [MEH90b] M. Mehregany *et al.*, "Operation of microfabricated harmonic and ordinary side-drive motors", *IEEE Proc. MEMS 1996*, pp.1-8.



- [MEH92] M. Mehregany *et al.*, "Micromotor fabrication", *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol 39 No. 9, 1992, pp. 2060-2068.
- [MEN94] E. A. Mendrela, L. Brol and E. M. Mendrela, "Characteristics of a single-phase induction disk-motor derived in 3-D model", *Proc. ICEM'94*, vol. 1, Paris, 1994, pp. 124-127.
- [MIN98a] P. Minotti et A. Ferreira, "Les micromachines", éd. Hermès, Paris, 1998.
- [MIN98b] P. Minotti *et al.*, "Toward new cylindrical electrostatic micromotors using tubular combination of arrayed direct drive actuators", *Japanese Journal of Applied Physics*, Vol. 37 Part 2, No. 5 B (1998).
- [MOR95] T. Morita, M. Kurosawa and T. Higuchi, "An ultrasonic motor using belding cylindrical transducer based on PZT thin film", *Proc. of the 8th Int. Workshop on MEMS*, Amsterdam, Nederland (1995), pp. 80-85.
- [MUC98] S. C. Muckopadhyay *et al.*, "Comparative studies of levitation and control performances of two types of single axis controlled repulsive type magnetic bearing", *4th Int. Symposium on Magnetic Suspension Technology*, May 1998, pp 393-405.
- [NAK97] H. Nakazawa *et al.*, "The two-dimensional micro conveyor, principles and fabrication process of the actuator", *Proc. of Transducers '97*, Chicago, USA (1997), pp. 33-36.
- [NAT67] H. C. Nathanson, W. E. Newell, R. A. Wickstrom and J. R. Davis Jr., "The resonant gate transistor", *IEEE Trans. Electro Devices*, ED-14 (1967), 117-133.
- [NAV94] A. Navarathna *et al.*, "Anisotropy and flux density enhancement in aligned Th Mn<sub>12</sub> - type Nd Fe<sub>11</sub> Co<sub>1-y</sub> Mo<sub>y</sub> N film sample", *J. Appl. Phys.* **75** (10), 1994, pp. 6009-6011.
- [OSU98] E. J. O'Sullivan *et al.*, "Integrated, variable-reluctance magnetic minimotor", *IBM J. Res Develop.* No 5 (1998), pp. 681-691.
- [PAO96] F. Paoletti, M-A. Grétilat and N. de Rooij, "A silicon micromachined vibrating gyroscope with piezoresistive detection and electro-magnetic excitation", *IEEE Proc. MEMS* (1996), pp. 162-167.
- [PAS89] F. Paschen, "Über die zum Funkenübergang in Luft, Wasserstoff und Kohlensäure bei verschiedene Drucken erforderliche Potentialdifferenze", *Annalen der Physik* **37** (1889), pp. 69-96.
- [PEL90] R. E. Pelrine, "Room temperature, open-loop levitating of microdevices using diamagnetic materials", *IEEE Proc. MEMS* 1990, pp. 34-37
- [PET82] K. E. Peterson, "Silicon as a mechanical material", *Proc. IEEE* **70** (1982), pp. 420-457.

- [PET96] K. Petersen, "From microsensors to microactuators", *Sens. & Act.* A56 (1996) pp.143-149.
- [PHI93] S. M. Phillips and M. Mehregany, "Effect of rotor slip on the gear ratio of harmonic side-drive micromotors", *Sens. & Act.* A36 (1993) pp. 249-254.
- [PHO] Photo-Chemical Machining, Cmt Rickenbach SA, Bd de la Liberté 59-61, 2300 La Chaux-de-Fonds, Suisse, Fax : + 41 39 23 61 50.
- [QUI96] G. Quinke, "Über rotationen im constanten electrischen Felde", *Annalen der Physik.* 59 (1896), pp. 417-486.
- [RAN94] R. Rani, H. Hedge, A. Navarathna and F. J. Cadieu, "Aligned high anisotropy Pr (Fe Co Mo)<sub>12</sub> N film samples", *J. Appl. Phys.* 75 (10), 1994, pp. 6006-6008.
- [ROB96] Ph. Robert, "Etude, conception et réalisation d'un micromoteur tournant obtenu par micro-usinage silicium", thèse soutenue à l'INPG, Grenoble, 1996.
- [ROB97] L. Robert, "Détermination des propriétés mécaniques du nickel issu de la technologie LIGA. Réalisation d'une micro-pince", thèse soutenue à l'IMFC (LPMO), Besançon, 1997.
- [ROY96] D. Roy, rapport Maîtrise Physique Appliquée, Université Joseph Fourier, Grenoble, 1996.
- [SAH94] O. Sahraoui, "Calcul des schémas équivalents de la machine asynchrone par la méthode des éléments finis", thèse soutenue à l'INPG, Grenoble, 1994.
- [SAS83] T. Sashida, "Approach of the developpement of the ultrasonic motor", *Japanese Journal of Applied Physics*, Vol. 54 (1983), pp. 589-598.
- [SAU94] D. Sauget, "Micromoteur électromagnétique pas à pas multipolaire Ø2 mm x 7,5 mm", *CETEHOR Info* 99, (1994), pp. 47-49.
- [SAY83] M. G. Say, "Alternating current machines, 5th edition", Longman Scientific and Technical, London, 1983.
- [SÉG96] G. Séguier et F. Notelet, "Electrotechnique Industrielle, 2<sup>e</sup> édition", Tec & Doc Lavoisier, Paris, 1996.
- [SEN94] S. D. Senturia, "Feynman revisited", *IEEE JMEMS* Vol 3 No. 1 (1994), pp. 309-312.
- [SMI85] J. G. Smits, H. A. C. Tilmans and T. S. J. Lammerink, "Presure dependance of resonant diaphragm pressure sensor", *3rd Int. Conf. Solid-State Sensors and Actuators (Transducers '85)*, Philadelphia PA, USA, June 1985, pp. 93-96.
- [SMI93] S. T. Smith *et al.*, "Tribological properties of electroactive polymeric thin film bearings", *Wear* 169 (1993), pp. 43-57.

- [SOC] Socem-Élec, ZAC 40, boulevard de Nesles, 77420 Champ sur Marne, Tél. : 01 64 68 23 37, Fax : 01 64 68 29 75.
- [SPO92] E. Spooner and B. J. Chalmer, "TORUS': a slotless toroidal-stator, permanent magnet generator", *IEE Proc.—B*, Vol 139, No. 6 (1992), pp. 497-506.
- [STI54] A. Still and C. S. Siskind, "Elements of electrical machines design", McGraw-Hill, New York, 1954.
- [TAI89] Y. C. Tai, L. S. Fan and R. S. Muller, "IC-processed micro-motors: design, technology and testing", *IEEE Proc. of MEMS*, Salt Lake City, USA (1989), pp. 1-6.
- [TAI90] Y. C. Tai and R. S. Muller, "Frictional study of IC-processed micromotors", *Sens. & Act. A21* (1990) pp. 180-183.
- [TAL95] R. de la Taille, "La lévitation magnétique", *Science et Vie* No. 934, Juillet 1995, pp. 148-151.
- [TER75] S. C. Terry, "A gas chromatograph system fabricated on a silicon wafer using integrated circuit technology", Ph.D. Dissertation, Departement of Electrical Engineering, Stanford University, Stanford CA, USA, 1975.
- [TIX95] P. Tixador, "Les supraconducteurs", éd. Hermès, Paris, 1995.
- [TRE94] E. du Trémolet de Lacheisserie and J. C. Peuzin, "Magnetostriction and internal stresses in thin films : the cantilever method revisited", *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* **136** (1994), pp. 189-196.
- [TRI87a] W. N. S. Trimmer and K. J. Gabriel, "Design considerations for a practical electrostatic micromotor", *Sens. & Act. A11* (1987) pp. 189-206.
- [TRI87b] W. N. S. Trimmer, K. J. Gabriel and R. Mahadevan, "Silicon electrostatic motors", *4th Int. Conf. Solid-State Sensors and Actuators (Transducers '87)*, Tokyo, Japon, June 1985, pp. 857-860.
- [TRI89a] W. N. S. Trimmer, "Microrobots and micromechanical systems", *Sens. and Act. A19* (1989) pp. 267-287.
- [TRI89b] W. N. S. Trimmer and R. Jebens, "Harmonic electrostatic motors", *Sens. and Act. A20* (1989) pp. 14-17
- [TSU99] M. Tsuchimoto, "Evaluation of magnetically levitated spinning top and magnetic levitation with a bulk high Tc superconductor", *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 35, No. 3, Mai 1999, pp. 1270-1273.
- [UBB70] J. Ubink, "Optimisation of the rotor surface resistance of the asynchronous electrostatic motor", *Appl. Sci. Res.* **22**, (1970), pp. 442-448.
- [UDA91] K. R. Udayakumar, S. F. Bart, A. M. Flynn and J. Chen, "Ferroelectric thin film ultrasonic micromotors", *Proc. IEEE on MEMS* (1991), pp. 109-113.

- [VAR86] J. S. Varga, "Magnetical and dimensional properties of axial induction motors", *IEEE Proc. Energy Conversion*, vol. 1, No. 2 (1986), pp. 137-144.
- [VAR92] J. S. Varga, "A breakthrough in axial induction and synchronous machines", *Proc. Int. Conf. on Electric Machines*, vol. 3 (1992), pp. 1107-1111, Manchester.
- [VAS90] E. Vassent, "Contribution à la modélisation des moteurs asynchrones par la méthode des éléments finis", thèse soutenue à l'INPG, Grenoble, 1990.
- [VOR91] A. van de Vorst, "Introduction à la Physique. Tome 1 — Mécanique", éd. De Boeck-Wesmael, Bruxelles (1991).
- [WAG91] B. Wagner and W. Benecke, "Micromachined actuator with moving permanent magnet", *Proc. of the 1991 IEEE MEMS Conf.* Nara, Japan.
- [WAG92] B. Wagner and W. Benecke, "Microactuators with moving magnets for linear or multiaxial motion", *Sens. & Act.* A32, 1-3, p. 598, 1992.
- [WAG93] B. Wagner, M. Kreuzer and W. Benecke, "Permanent magnet micromotors on silicon substrates", *IEEE JMEMS* Vol 2 No. 1 (1993), pp. 23-28.
- [WEI93] W. Weiler, *Z. Phys. Chem. Unterricht* 6 (1893), pp. 194-195.
- [WIL96] C. B. Williams *et al.*, "Initial fabrication of a micro-induction gyroscope", *Microelectronic Engineering* 30 (1996) 531-534.
- [WIL97] C. B. Williams *et al.*, "Modelling and testing of a frictionless levitated micromotor", *Sens. & Act.* A61 (1997) 469-473.
- [WOL91] R. F. Wolffenbuttel, J. F. L. Goosen and P. M. Sarro, "Design considerations for a permanent-rotor-charge-excited micromotor with an electrostatic bearing", *Sens. & Act.* A27, pp. 583-590, 1991.
- [WUR96] F. Wurtz, J. Bignon and C. Poirson, "A methodology and a tool for the computer aided design with constraints of electrical devices", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 32, No. 3, pp. 1429-1432, may 1996.
- [YAM91] S. Yamashita and J. Yamasaki, "Anisotropic NdFeB thin-film magnets for milliseize motor", *J. Appl. Phys.* 70, 10, 1991.
- [YAT96] R. B. Yates, C. B. Williams, C. Shearwood and P. Mellor, "A micromachined rotating gyroscope" invited paper for *Colloquium on silicon fabricated inertial instruments*, IEE Savoy Place, December 1996.
- [YON78] J.-P. Yonnet, "Passive magnetic bearings with permanent magnets", *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 14 (1978), pp. 803-805.
- [YON80] J.-P. Yonnet, "Étude des paliers magnétiques passifs", Thèse d'Etat, INPG, Grenoble, 1980.

- [YON81] J.-P. Yonnet, "Permanent magnet bearings and couplings", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 17 (1981), pp. 1169-1173.
- [ZDE87] M. J. Zdeblick and J. B. Angell, "A microminiature electric-to-fluidic valve", *4th Int. Conf. Solid-State Sensors and Actuators (Transducers '87)*, Tokyo, Japon, June 1987, pp. 93-96.



## Contribution aux microsystèmes magnétiques : Micromoteur asynchrone à palier magnétique

**Résumé :** L'évolution des microsystèmes est en plein essor. Le développement de micromoteurs en constitue l'un des principaux axes actuels de recherche. Si les premiers micromoteurs étaient électrostatiques, les micromoteurs électromagnétiques ont récemment attiré l'attention de nombreux chercheurs.

Le micromoteur asynchrone a pourtant connu une critique assez défavorable de la part de nombre de chercheurs. Sa fabrication — supposée forcément tridimensionnelle, donc complexe — et sa performance mécanique — estimée simplement insuffisante — sont à l'origine de ce mépris généralisé.

Un problème supplémentaire qui défavorise la performance des micromachines est la réduction d'échelle, car elle entraîne une considérable augmentation relative dans leurs frottements, au point même d'empêcher leur fonctionnement. Afin de réduire les pertes dues aux frottements, une étude et une analyse de paliers magnétiques passifs miniatures sont proposées. Plusieurs prototypes illustrent cette approche.

Dans le cadre de la validation de prototypes de taille millimétrique, cette thèse s'est orientée sur l'étude du micromoteur asynchrone. Un premier prototype, à géométrie planaire et de dimensions  $\varnothing 18$  mm x h 2 mm, a été fabriqué. Le micromoteur intègre une suspension magnétique passive à aimants permanents. Ce moteur a atteint 4500 tr/min en développant un couple de  $1,2 \mu\text{Nm}$ .

**Mots clés :** Microsystèmes magnétiques, micromoteur asynchrone, micropaliers magnétiques, microaimants permanents.

**Spécialité :** Génie Electrique

## Contribution to magnetic microsystems: Induction micromotor on permanent magnet bearing

**Abstract:** Important progress in microelectromechanical systems (MEMS) have recently been reported and a special effort concerns micromotors and microactuators. Even if electrostatic micromotors were firstly studied, the scientific community has been recently attracted to magnetic microactuators.

However, little attention has been paid to induction micromotors, because its manufacturing is supposed to be tridimensional, and the forces generated are considered to small to even reach the movement.

Furthermore, scale reduction in microsystems leads to an important increase in relative friction forces, impairing (even preventing) mechanical movement. With the intention to lessen friction losses in micromotors, miniaturised permanent magnet bearings are studied and analysed, and several prototypes are presented.

In order to validate new motorisation approaches in millimetre-size devices, a first planar induction micromotor,  $\varnothing 18$  mm x h 2 mm, was built. It includes a passive, permanent magnet suspension. This micromotor develops a torque of  $1.2 \mu\text{Nm}$  and reaches 4500 rpm.

**Keywords:** Microelectromechanical systems, induction micromotor, magnetic microbearings, permanent micromagnets.

**Topic :** Electrical Engineering