Conception développement de micromoteurs synchrones planaires à aimants

Pierre-Alain Gilles

▶ **To cite this version:**

Pierre-Alain Gilles. Conception développement de micromoteurs synchrones planaires à aimants. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2001. Français. NNT : . tel-00598777

HAL Id: tel-00598777

https://theses.hal.science/tel-00598777

Submitted on 7 Jun 2011

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

N° attribué par la bibliothèque
|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INPG

Spécialité : « Génie électrique »

préparée au **L**aboratoire d'**E**lectrotechnique de **G**renoble
dans le cadre de **l'Ecole Doctorale « E.E.A.T.S. »**
présentée et soutenue publiquement

par

Pierre-Alain GILLES

le 10 septembre 2001

Titre :

Conception développement de micromoteurs synchrones planaires à aimants

---

Directeur de thèse : Orphée CUGAT

Jury

M. Michel AMIET	Président
M. Martin GIJS	Rapporteur
M. Bertrand NOGAREDE	Rapporteur
M. Marcel IVANES	Examinateur
M. Orphée CUGAT	Directeur de thèse
M. Jérôme DELAMARE	Co-encadrant

Remerciements

Merci à toutes celles et ceux qui ont contribué à ce travail :

Marcel IVANES pour ses idées et conseils fondateurs, Orphée CUGAT et Jérôme DELAMARE pour leurs idées fondatrices ainsi que leur suivi tout au long,

La Direction Générale de l'Armement qui, par l'intermédiaire de l'intérêt prêté par Michel AMIET, l'a financé,

Les membres du jury, Michel AMIETde la DGA qui a accepté de le présider, Martin GIJS du Microsystems Institute de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne et Bertrand NOGAREDE du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle à Toulouse qui ont accepté d'en être les rapporteurs, ainsi qu'à nouveau Marcel IVANES, Orphée CUGAT et Jérôme DELAMARE du LEG,

Mes collègues du LEG, thésards, techniciens, chercheurs, et administratifs pour leurs contributions scientifiques et techniques ou humaines : Fréd, Max, CCM, Jean-Mi, Jean-Christophe, Eric, Bertrand(s), Corinne, Ambroise, Khaled, Aktham, POJ, Yvan, Jimmy et Ben, Bruno MALLET, Djidji BRUN, Eric GENTIL, Elise RIADO, Jaqueline DELAYE, Monique BOIZARD et Danielle COLLIN, Robert PERRET, Jean-Pierre ROGNON, Christian SCHAEFFER et Pascal TIXADOR…

L'équipe Composants Magnétiques Intégrés du Département Microtechnologies, ainsi que quelques autres du CEA-LETI pour la performance de leurs travaux et leur gentillesse : Pierre GAUD, Jean-Marc FEDELI, Christel LOCATELLI, Claire DIVOUX, Henri SIBUET, Marie-Hélène VAUDAINE, Gérard BARROIS, Marcel AUDOIN, Jean-Marc CLERC, Alain PERSICO…

La société Technotime SA à Valdahon pour sa contribution en micromécanique,

Et sans doute encore d'autres que j'oublie…

Table des matières

Introduction générale 5

Chapitre I : Etat de l'art

I.1. Introduction 7

I.2. La réduction d'échelle
- I.2.1. Introduction 11
- I.2.2. Echelle de couples 11
- I.2.3. Hypothèses 11
- I.2.4. Electromagnétisme 12
- I.2.5. Electrostatique 16
- I.2.6. Conclusion 17

I.3. Les micromoteurs en général
- I.3.1. Introduction 17
- I.3.2. Les micromoteurs électrostatiques 17
- I.3.3. Les autres types de micromoteurs 19
- I.3.4. Conclusion 20

I.4. Les micromoteurs électromagnétiques
- I.4.1. Introduction 20
- I.4.2. Les microbobines 21
- I.4.3. Les micro-aimants 23
- I.4.4. Les micromoteurs électromagnétiques 27
- I.4.5. Conclusion 35

I.5. Conclusion 35

Chapitre II : Modélisation et conception

II.1. Introduction 39

II.2. Démonstrateur
- II.2.1. Introduction 39
- II.2.2. Présentation du démonstrateur 39
- II.2.3. Mesures 41
- II.2.4. Modélisation du démonstrateur 41
- II.2.5. Conclusion 46

II.3. Dimensionnement des micromoteurs
- II.3.1. Introduction 46
- II.3.2. Equations du micromoteur 49
- II.3.3. Dimensionnement sous contraintes 51
- II.3.4. Conclusion 53

II.4. Stator
- II.4.1. Introduction 54
- II.4.2. Conception du bobinage 54
- II.4.3. Simulation du champ tournant 56
- II.4.4. Conclusion 60

II.5. Rotor
II.5.1. Introduction 60
II.5.2. Conception du rotor 61
II.5.3. Conception de l'aimanteur 67
II.5.4. Conclusion 71
II.6. Structure mécanique du micromoteur 72
II.7. Etude des pertes par courants induits et de l'échauffement
II.7.1. Introduction 74
II.7.2. Pertes par courants de Foucault 74
II.7.3. Etude thermique 75
II.7.4. Conclusion 76
II.8. Conclusion 77
Chapitre III :
III.1. Introduction 81
III.2. Stator
III.2.1. Introduction 81
III.2.2. Fabrication du stator 81
III.2.3. Caractérisation du stator 90
III.2.4. Conclusion 92
III.3. Rotor
III.3.1. Introduction 92
III.3.2. Usinage et assemblage 92
III.3.3. Aimantation 93
III.3.4. Conclusion 94
III.4. Eléments périphériques
III.4.1. Introduction 95
III.4.2. Mécanique 95
III.4.3. Connectique 96
III.4.4. Alimentation 96
III.4.5. Conclusion 97
III.5. Le micromoteur complet
III.5.1. Introduction 97
III.5.2. Assemblage 97
III.5.3. Test 99
III.5.4. Conclusion 101
III.6. Conclusion 101
Conclusion générale 103

Annexes
Descriptif du bobinage statorique 109
Plan des pièces mécaniques 115

Références 119

Introduction générale

La place des microsystèmes dans le monde technologique actuel prend progressivement de l'importance. La majorité des microsystèmes développés et industrialisés sont des microcapteurs, qu'ils soient physiques (pression, température, contrainte, déformation, position…) ou chimiques (détecteur de gaz, réacteur chimique, ADN). Leurs domaines d'applications sont vastes et concernent tout autant l'industrie (gestion des procédés) que l'automobile (capteur de position de vanne de carburateur, freinage ABS, airbag, pression et température d'admission…) ou la médecine (bio-puces). Les capteurs magnétiques (têtes de lecture/enregistrement pour périphériques informatiques entre autre) occupent une place à part du fait du marché énorme impliqué. Enfin, les capteurs optiques de la famille des CCD concernent le marché en pleine explosion des appareils photographiques et caméscopes numériques.

Dans ce contexte, les micro-actionneurs ont été plus lents à se développer. Premièrement parce que la génération d'une force ou d'un mouvement est plus difficile à mettre en œuvre ; une autre raison provient du fait des débouchés actuellement moins immédiats qu'ils offrent dans les applications industrielles.

Pour des raisons principalement liées à l'expérience de l'industrie des semi-conducteurs, la plupart des micro-actionneurs (et capteurs) développés utilisaient à l'origine l'électrostatique pour la conversion d'énergie en mouvement ou en force (moteurs et actionneurs à capacité variable, systèmes à peignes interdigités, valves...). Aujourd'hui les principes actifs se sont largement diversifié et les microsystèmes utilisent aussi l'électromagnétisme, les matériaux piézo-électriques, les alliages à mémoire de forme, et des effets thermiques (d'origine résistive ou optique) ou acoustiques (vibrations mécaniques, ondes progressives). Marginalement, l'électrohydrodynamique et l'hydropneumatique sont aussi mises à contribution.

Dans ce cadre, le Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble s'intéresse aux micro-actionneurs électromagnétiques, et en particulier à la miniaturisation des moteurs électriques.

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans la continuité de travaux conduits depuis quelques années sur les micromoteurs. Son objectif est la réalisation de moteurs synchrones miniatures à aimants qui soient à la fois les plus performants possible et les plus compatibles possible avec les technologies de fabrication collectives. Ceci oblige tout d'abord à ce qu'ils soient planaires.

Nous commencerons par présenter un état de l'art des micromoteurs, puis nous exposerons le processus de conception et de dimensionnement de nos moteurs, et terminerons en montrant les méthodes de fabrication de nos prototypes ainsi que leurs premiers tests de fonctionnement.

Chapitre I

Etat de l'art

I.1. Introduction

L'appellation **micromoteur** est assez vaste, elle peut définir des objets de technologies et de tailles très différentes. Le micromoteur reste bien sûr un moteur, c'est à dire un organe capable d'entraîner un objet, généralement en rotation si rien n'est spécifié, ou en translation s'il est linéaire.

Il faut écarter l'association entre micro- et le micron (µm), car les micromoteurs sont tous nettement plus gros que cela, et dans ce sens, l'appellation millimoteur serait plus appropriée. On peut plus simplement en référer à l'étymologie : *mikros* en grec veut dire petit, et donc comprendre que les micromoteurs sont petits, par rapport aux autres moteurs de même technologie, et dans le sens où leur fabrication nécessite des techniques spécifiques.

Ce chapitre présente d'abord les principales lois qui régissent la réduction d'échelle des systèmes électriques afin de comparer les principes des différents types de micromoteurs existants, puis répertorie ces derniers dans un inventaire succinct, en s'attardant sur les micromoteurs électromagnétiques qui nous concernent plus particulièrement.

I.2. La réduction d'échelle

I.2.1. Introduction

Que deviennent les lois physiques exprimant les forces et les couples à petite échelle ? Quelles valeurs doivent avoir les grandeurs électriques pour que ces grandeurs mécaniques soient intéressantes ? Quelles implications y a t'il sur les géométries de moteurs qui seraient optimales ?

Répondre à ces questions est le but de cette partie, et cela justifiera le choix de l'électromagnétisme comme principe pour nos micromoteurs.

I.2.2. Echelles de couples

Dans tout ce chapitre nous allons beaucoup parler de µN.m, parfois même de nN.m ou de pN.m. Afin de rendre ces unités plus parlantes, imaginons un treuil qui aurait un diamètre de 1 mm, ce qui est déjà nettement supérieur au diamètre de certains des rotors dont nous allons parler. Pour soulever une tablette de chocolat de 100 g il faudrait 500 µN.m. S'il y avait 50 carreaux de chocolat dans cette tablette, en soulever un nécessiterait 10 µN.m.

I.2.3. Hypothèses

Nous allons étudier l'influence d'une réduction d'échelle sur des systèmes, sous la forme d'une homothétie. Nous prendrons comme hypothèse que les caractéristiques

physiques des matériaux ne dépendent pas de leur taille. C'est à dire qu'un agrandissement photographique d'un microsystème correspondrait exactement à un système de plus grande dimension. Les entrefers en particulier sont modifiés avec le même rapport géométrique.

Nous nous appuyons sur les calculs analytiques des interactions existant entre 2 éléments ponctuels (Dipôle magnétique, élément de courant, charge électrique). Toute géométrie complexe pouvant être ramenée à un ensemble d'éléments ponctuels, les résultats que nous allons fournir sont généraux et ne dépendent pas de la géométrie.

I.2.4. Electromagnétisme

I.2.4.1. Systèmes purement magnétiques

Un aimant ponctuel de volume v_1 et de polarisation J_1 crée un potentiel scalaire V_1 en un point M distant de r :

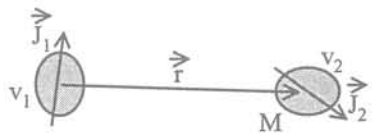


Fig. I.1 : Aimant / aimant

$$V_1(M) = \frac{v_1}{4\pi\mu_0} \cdot \frac{\vec{J_1} \cdot \vec{r}}{r^3} \qquad [I.1]$$

Suite à une réduction dans un rapport k (k > 1), la distance r et le volume v sont modifiés :

$$\begin{cases} \vec{r'} = \dfrac{\vec{r}}{k} \\ v' = \dfrac{v}{k^3} \end{cases} \qquad [I.2]$$

Le nouveau potentiel scalaire V_1' est donc proportionnel au rapport de l'homothétie :

$$V_1'(M') = \frac{V_1(M)}{k} \qquad [I.3]$$

Le champ magnétique est obtenu en prenant le gradient du potentiel scalaire. Le gradient étant une dérivée par rapport aux distances, on peut en déduire que le champ magnétique H' après homothétie est le même que le champ initial H :

$$\vec{H_1'}(M') = \vec{H_1}(M) \qquad [I.4]$$

Plaçons maintenant un 2ème dipôle de polarisation J_2 dans le champ créé par le 1er. La force magnétique $\vec{F_{12}}$ exercée par le dipôle 1 sur le dipôle 2 est obtenue par la dérivée de leur énergie d'interaction W_i :

$$W_i = -\overrightarrow{J_2}.v_2.\overrightarrow{H_1} \qquad [I.5]$$
$$\overrightarrow{F_{12}} = -\overrightarrow{\text{grad}W_i}$$

On en déduit que l'énergie d'interaction est divisée par k^3 et la force par k^2 :

$$\overrightarrow{F_{12}}' = \frac{\overrightarrow{F_{12}}}{k^2} \qquad [I.6]$$

Finalement, puisque la masse vaut : $m' = \frac{m}{k^3}$, les forces massiques sont proportionnelles à k :

$$\frac{\overrightarrow{F_{12}}'}{m'} = k.\frac{\overrightarrow{F_{12}}}{m} \qquad [I.7]$$

La miniaturisation se révèle ainsi avantageuse pour les solutions existant à l'échelle macroscopique, voire même des solutions qui n'étaient pas viables pourront le devenir à l'échelle microscopique.

I.2.4.2. Systèmes magnétiques avec présence de fer

Vis à vis d'un aimant, un matériau ferromagnétique se comporte comme un miroir magnétique, c'est à dire que les interactions sont les mêmes que si le miroir était remplacé par un 2ème aimant symétriquement par rapport à la surface du miroir. L'aimantation $\overrightarrow{J_2}$ de cet aimant fictif dépend de $\overrightarrow{H_1}$, qui n'est pas modifié par le changement d'échelle. Comme pour les interactions aimant / aimant, les forces massiques sont donc également proportionnelles à k :

Fig. I.2 : Aimant / fer

$$\frac{\overrightarrow{F_{12}}'}{m'} = k.\frac{\overrightarrow{F_{12}}}{m} \qquad [I.8]$$

D'une manière générale la présence de fer dans un système ne modifie pas les forces massiques lors d'une réduction d'échelle.

I.2.4.3. Systèmes électromagnétiques

Remplaçons maintenant le 1er dipôle par un élément conducteur dl de section S parcouru par un courant i de densité δ. D'après la formule de Biot et Savart il crée un champ magnétique :

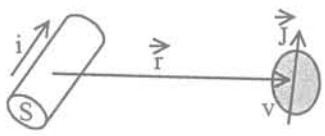


Fig. I.3 : Aimant / conducteur

$$\vec{H}(M) = \frac{1}{4\pi} \cdot \frac{\delta . S . \vec{dl} \wedge \vec{r}}{r^3} \qquad [I.9]$$

$$\text{Donc : } \vec{H}'(M') = \frac{\vec{H}(M)}{k} \qquad [I.10]$$

Il en découle qu'à densité de courant constante, les forces massiques sont constantes :

$$\frac{\overrightarrow{F_{12}}'}{m'} = \frac{\overrightarrow{F_{12}}}{m} \qquad [I.11]$$

Les systèmes électromagnétiques fonctionneront donc aussi bien à petite échelle qu'à grande échelle. Et même mieux puisque les **densités de courant** peuvent être grandement augmentées dans les microsystèmes, grâce à une évacuation des pertes Joule très efficace.

En effet, les pertes étant proportionnelles au volume du conducteur, et le flux de chaleur évacué à la surface, les pertes seront plus facilement évacuées à petite échelle puisque l'effet de taille est prépondérant devant l'effet de forme. De plus les conducteurs élaborés par les technologies collectives planaires sont très plats, et directement en contact avec un substrat bon conducteur de la chaleur.

Selon la taille et la forme des conducteurs, on pourra ainsi atteindre des densités de courants de 1000 voire 10 000 A/mm², à comparer aux 5 A/mm² de l'électrotechnique classique.

Introduisons un rapport k_i ($k_i > 1$), dépendant en fait de k, et représentant l'augmentation des densités de courant, les forces massiques évoluent finalement selon la loi :

$$\frac{\overrightarrow{F_{12}}'}{m'} = k_i \cdot \frac{\overrightarrow{F_{12}}}{m} \qquad [I.12]$$

Les forces massiques sont donc finalement augmentées, et la miniaturisation des systèmes électromagnétiques se révèle ainsi également intéressante.

Il faut cependant noter que l'augmentation de la densité de courant se fait au détriment du **rendement**, puisque les pertes Joule volumique évoluent en δ^2.

I.2.4.4. Systèmes purement électriques

Nous obtenons la force $\overrightarrow{F_{12}}$ exercée par un élément de conducteur sur un autre par la formule de Laplace :

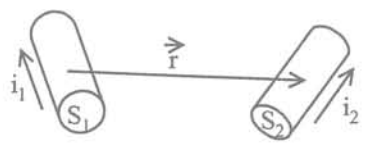


Fig. I.4 :
Conducteur / conducteur

$$\overrightarrow{F_{12}} = i.\overrightarrow{dl_2} \wedge \overrightarrow{B_1} = \mu_0.\delta.S.\overrightarrow{dl_2} \wedge \overrightarrow{H_1} \qquad [I.13]$$

Donc finalement les forces massiques exercées entre 2 conducteurs évoluent en :

$$\frac{\overrightarrow{F_{12}}'}{m'} = \frac{k_i^2}{k} \cdot \frac{\overrightarrow{F_{12}}}{m} \qquad [I.14]$$

L'évolution défavorable lors d'une miniaturisation d'un système purement électrique peut être compensée par l'augmentation des densités de courant. Ceci se fera également en défaveur du rendement.

I.2.4.5. Systèmes électromagnétiques inductifs

Etudions la force exercée sur une spire de longueur l correspondant à une surface S et parcourue par un courant i, se déplaçant dans le champ créé par un aimant.

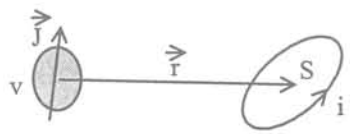


Fig. I.5 : Aimant / spire

Le champ magnétique créé par l'aimant est inchangé lors de la réduction d'échelle donc le flux Φ varie selon :

$$\Phi' = \frac{\Phi}{k^2} \qquad [I.15]$$

En considérant la vitesse de déplacement du dipôle constante, la fém e dans le dipôle électrique étant la dérivée du flux par rapport au temps, elle varie aussi inversement proportionnellement à k^2 :

$$e' = \frac{e}{k^2} \qquad [I.16]$$

Le courant vaut : $i = \frac{e}{R} = \frac{e.S}{\rho.l}$, donc : $i' = \frac{i}{k^3}$ [I.17]

La force est donnée par la formule de Laplace : $\vec{F} = i.\overrightarrow{dl} \wedge \vec{B}$ [I.18]

Finalement les forces sont inversement proportionnelles au rapport d'homothétie :

$$\frac{\vec{F}'}{m'} = \frac{1}{k} \cdot \frac{\vec{F}}{m} \qquad [I.19]$$

La miniaturisation se révèle ainsi défavorable aux systèmes inductifs, même si en prenant des vitesses de déplacement proportionnelles à k on peut arriver à des forces massiques constantes.

I.2.4.6. Systèmes purement inductifs

En combinant les résultats précédents nous pouvons également démontrer que la miniaturisation des systèmes bobine – bobine est très défavorable puisque les forces massiques décroissent en :

$$\frac{\vec{F'}}{m'} = \frac{1}{k^3} \cdot \frac{\vec{F}}{m} \qquad [I.20]$$

I.2.5. Electrostatique

Prenons 2 électrodes de surface S distantes de e, avec une différence de potentiel U correspondant à un champ électrique E, et une charge q sur l'une d'elles. La force électrostatique $\vec{F}$ exercée vaut : $\vec{F} = q.\vec{E}$ [I.21]

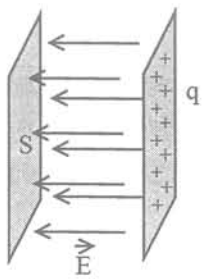


Fig. I.6 :
Electrode / électrode

La tension maximale applicable est la tension de claquage, elle est le produit du champ disruptif par la distance entre électrodes : $U = E_d.e$ [I.22]

La charge électrique s'exprime en fonction de la capacité entre électrodes et de la tension U : $q = C.U$ [I.23]

La capacité elle-même s'exprime sous la forme : $C = \varepsilon \frac{S}{e}$ [I.24]

On en déduit une autre expression de la force : $F = \varepsilon.S \frac{U^2}{e^2}$ [I.25]

Finalement, les forces massiques sont proportionnelles à k :

$$\frac{\vec{F'}}{m'} = k.\frac{\vec{F}}{m} \qquad [I.26]$$

A cela s'ajoute l'effet Paschen [PAS 89] [MIN 98] : en dessous de 7 µm environ il y a une augmentation du champ disruptif dans l'air qui permet d'augmenter la tension et donc la force.

Comme pour les systèmes magnétiques, la miniaturisation se révèle ainsi avantageuse, à la différence près que peu de systèmes électrostatiques sont viables à grande échelle. Ils souffrent en effet d'un besoin de tensions élevées pour obtenir des forces intéressantes, même encore aux petites dimensions.

I.2.6. Conclusion

Nous avons étudié l'influence d'une réduction d'échelle sur différents systèmes. Nous en avons déduit que la miniaturisation de systèmes électromagnétiques comprenant des aimants et des conducteurs est avantageuse en ce qui concerne les forces massiques, et que contrairement aux idées couramment exposées l'électrostatique et l'électromagnétisme sont des candidats théoriquement égaux à la miniaturisation, avec même un point de départ plus favorable pour l'électromagnétisme. Nous pensons donc que le préjugé négatif en faveur de l'électrostatique est injustifiée, et que le micro-électromagnétisme mérite qu'on s'intéresse plus à lui. C'est pourquoi nous l'avons choisi comme principe pour nos micromoteurs.

I.3. Les micromoteurs en général

I.3.1. Introduction

Différents types de micromoteurs ont déjà été réalisés par de nombreux laboratoires, avec différentes techniques, à différentes tailles, à différents stades de finition, et avec des fortunes diverses…

Cette partie se veut un regard général sur l'éventail actuel de la concurrence des micromoteurs électromagnétiques.

I.3.2. Les micromoteurs électrostatiques

Les premiers micromoteurs furent électrostatiques. Cela est dû, comme nous l'avons exposé dans l'introduction, à l'évolution des technologies silicium tirées par l'expérience de l'industrie de la microélectronique. Inventé en 1748 par B. Franklin, le moteur électrostatique ne fut pas développé en raison des fortes tensions qu'il nécessitait. En revanche, celui-ci devenait intéressant aux petites dimensions (Cf. I.2.5.).

Le premier micromoteur électrostatique [TAI 89] faisait Φ 120 µm. Il développa quelques pN.m pour une vitesse de 500 tr/mn. Avec notre notre image du treuil, il pourrait donc seulement soulever une micro-miette de chocolat de quelques µg !

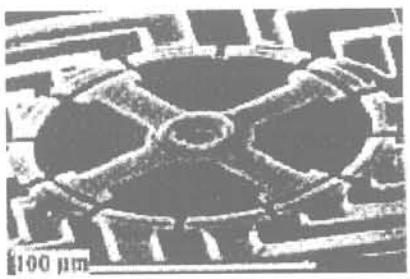


Fig. I.7 :
1er micromoteur électrostatique

Parmi les micromoteur électrostatiques, les moteurs à **capacité variable** ont été les plus étudiés. La forme du rotor est conçue de manière à obtenir une capacité variable entre lui et les électrodes statoriques. L'excitation peut être axiale ou radiale, on obtient alors respectivement des moteurs top-drive ou side-drive [MEH 90]. Ces moteurs sont réalisés par une simple lithographie en double couche de silicium.

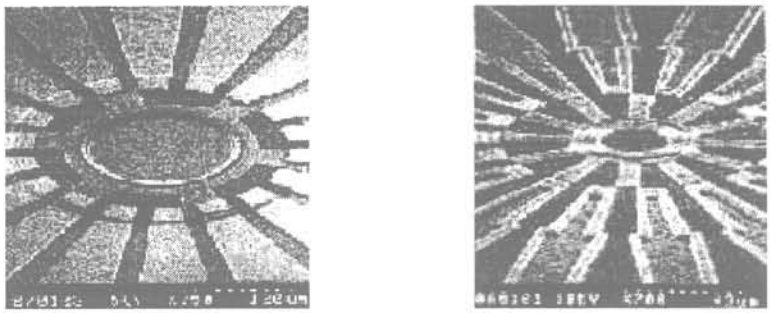


Fig. I.8 : Micromoteurs électrostatiques top-drive et side-drive

Malgré le succès initial de tous ces moteurs qui sont à l'origine des micromachines et sont fabriqués sur silicium, ils restent limités, et leur couple ne dépasse pas la gamme du nN.m.

Les moteurs **wobble** (En anglais : osciller) ou harmoniques sont électrostatiques avec contact mécanique [MEH 90]. Le rotor et le stator sont de diamètres légèrement différents. Le rotor est attiré par pression électrostatique par les électrodes statoriques et roule ainsi à l'intérieur du stator.

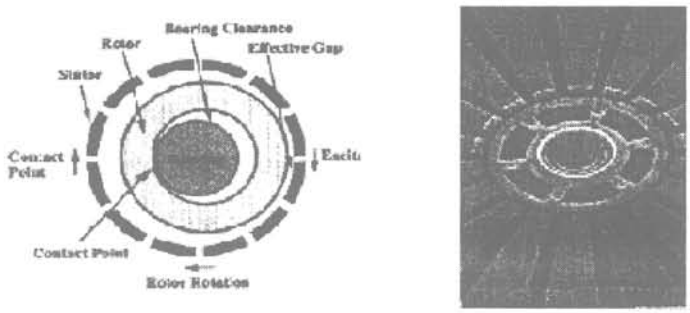


Fig. I.9 : Micromoteur wobble

L'avantage du moteur wobble est que la faible différence de diamètre entre rotor et stator roulant l'un sur l'autre constitue un réducteur intrinsèque, et on obtient donc directement de plus forts couples à de plus faibles vitesses. Un moteur wobble [TRI 89] Φ 32 mm x 13 mm avec un entrefer de 13 µm a développé 700 µN.m. Plus petit, un moteur Φ 300 µm x 15 µm réalisé par lithographie profonde UV et électrolyse de nickel a développé 25 nN.m [DAN 95].

Une dernière catégorie de moteurs électrostatiques est intéressante à l'échelle sub-millimétrique : ce sont les moteurs à **interactions de contact**, qui utilisent les forces de friction dans un domaine où elles prédominent naturellement sur les forces de volume [MIN 97].

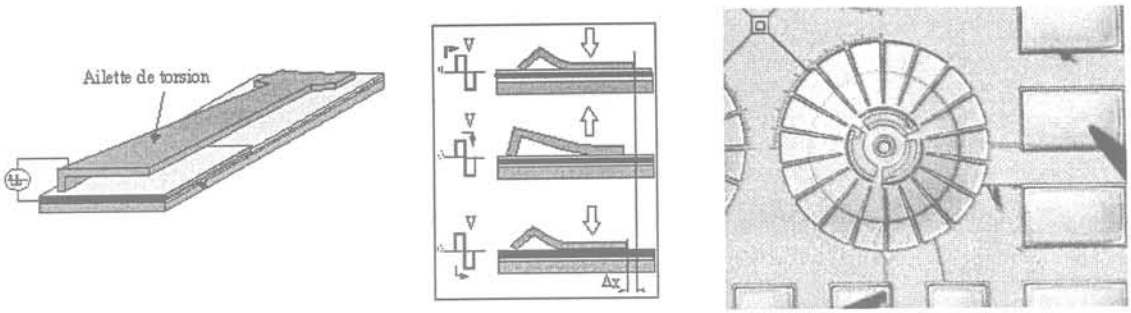


Fig. I.10 : Micromoteur électrostatique annulaire à interactions de contact du LMA à Besançon

Les ailettes de torsion du rotor subissent une pression électrostatique provenant d'une électrode enterrée, l'énergie de déformation stockée dans l'ailette est restituée lorsque l'alimentation est interrompue. Ce type d'actionnement **s'appelle scratch drive actuator** (SDA). Un tel moteur Φ 500 µm peut tourner à 1000 tr/mn alimenté à 500 kHz. Il peut développer jusqu'à 15 µN.m dans le cas extrême d'une alimentation de 180 V. L'usure semble cependant limiter fortement la durée de vie de tels moteurs, ainsi que le besoin d'alimentations à fortes tensions.

I.3.3. Les autres types de micromoteurs

Citons ensuite les moteurs ultrasonores. Ils utilisent les effets **piézoélectrique** ou magnétostrictif de certains matériaux pour créer des ondes de déformation qui transmettent, grâce aux frottements, l'énergie du stator vers le rotor. L'onde de vibration ultrasonore d'amplitude submicronique est transformée ici aussi à l'interface de contact en une force importante de faible vitesse, avec un fort couple de maintien à l'arrêt. Par exemple, un moteur [UDA 91] à rotor Φ 1,5 mm en verre déposé sur un couche PZT tourne entre 100 et 300 tr/mn en développant 40 pN.m sous 5 V.

Il existe ensuite encore d'autres types d'actionnements possibles : par utilisation d'alliages à mémoire de forme, des scratch drive à partir d'autres forces que l'électrostatique, ...

A titre de dernier exemple et pour donner une idée de la diversité existante, nous présentons un convoyeur à matrice d'actionneurs thermiques qui utilise un effet bilame [ATA 93]. L'actionneur thermique est intéressant aux petites dimensions car les constantes thermiques sont faibles.

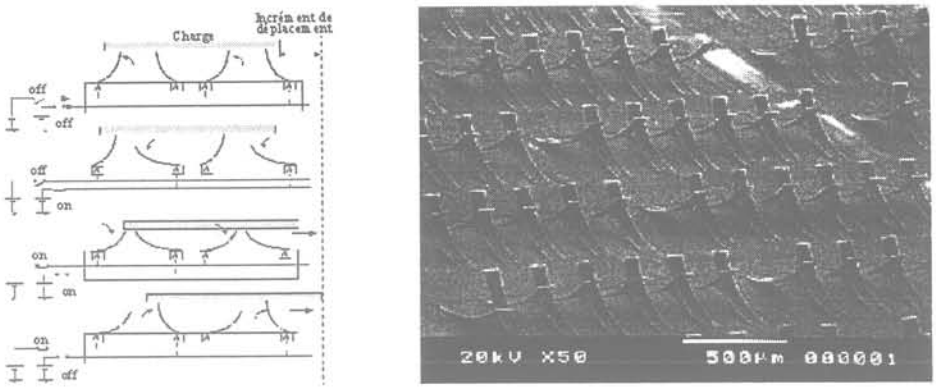


Fig. I.11 : Convoyeur à matrice d'actionneurs thermiques

I.3.4. Conclusion

Nous voyons ainsi qu'il existe un grand nombre de structures de micromoteurs autres qu'électromagnétiques utilisant des propriétés physiques diverses. D'une manière générale, les moteurs électrostatiques sans contact sont déjà très bien adaptés aux technologies de fabrication collectives, mais ils développent des couples faibles et les grandes valeurs de tension qu'ils nécessitent sont handicapantes. En ce qui concerne les autres modes d'actionnements, à interactions de contacts, certains se révèlent très prometteurs, mais leur durée de vie risque d'être limitée par l'usure et ils concernent plutôt des vitesses de rotation faibles.

I.4. Les micromoteurs électromagnétiques

I.4.1. Introduction

Mis à part le moteur Lavet qui fait encore aujourd'hui figure d'ancêtre indétrônable, l'intérêt pour les micromoteurs électromagnétique est récent. Plusieurs voies sont explorées depuis une dizaine d'années. Globalement il y a 2 approches possibles. Soit les géométries classiques de moteurs sont conservées telles quelles et réduites, la difficulté venant alors de la petite taille des objets discrets à fabriquer. Soit le pas des technologies collectives est franchi et il faut alors adapter les géométries.

Nous allons donner dans la suite des exemples de réalisation qui nous semblent donner à la fois une idée de l'évolution historique des micromoteurs électromagnétiques, ainsi qu'une vision globale de l'état de l'art, en commençant d'abord par faire un point sur les bobinages et les aimants, qui sont les constituants de base des moteurs électromagnétiques.

I.4.2. Les microbobines

I.4.2.1. Introduction

Outre l'électronique qui demande des micro-inductances, les microsystèmes électromagnétiques nécessitent de plus en plus de microbobines, essentiellement pour la création de champs magnétiques pour de l'actionnement, mais aussi pour de la télé-alimentation de microsystèmes ou la réalisation de capteurs très sensibles.

La réalisation de ces composants a été fortement tributaire du développement de nouvelles méthodes de microfabrication collectives. Ces techniques d'usinage doivent permettre d'offrir, en ce qui concerne les actionneurs : un nombre de spires élevé pour disposer de forces électromotrices suffisantes, des sections de spires suffisantes pour diminuer les pertes par effet Joule et faire passer suffisamment de courant pour avoir des inductions intéressantes, et éventuellement la possibilité de superposer des couches afin d'obtenir des bobinages di- ou triphasés.

Les tendances actuelles pour la microfabrication collective de microbobines prend appui sur les techniques utilisées dans les circuits imprimés mais aussi des usinages de surface développés pour la micro-électronique.

Nous verrons ces techniques après avoir d'abord présenté les méthodes classiques de réalisation de microbobines, tout en demeurant dans une optique de réalisation de bobinages pour moteurs.

I.4.2.2. Méthodes de fabrication classiques

Les bobines plates ou solénoïdales sont obtenues à partir de **machines à bobiner** traditionnelles dont on a repoussé les limites au niveau du diamètre du fil utilisé et la valeur de l'interspire. Les densités de courant qui peuvent circuler dans ce type de composants, ne dépassent pas généralement les 10 A/mm².

La bobine d'un moteur Lavet (Cf. I.4.4.1.) comporte plusieurs milliers de spires de fil de cuivre isolé très mince Φ 20 µm enroulées mécaniquement sur un noyau magnétique doux en fer-nickel.

Plus poussées et beaucoup plus récentes, les bobines des micromoteurs à réluctance de l'UWisconsin (Cf. I.4.4.3.) sont enroulées sur des noyaux en matériaux magnétiques usinés par technique LIGA X.

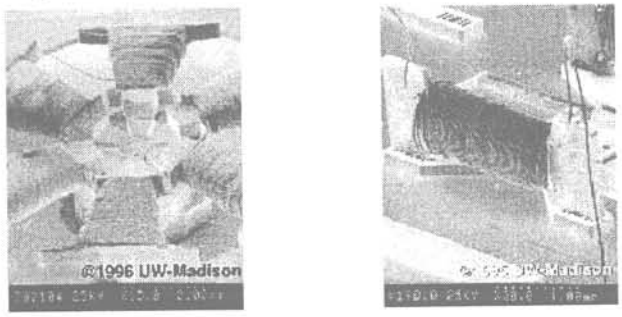


Fig. I.12 : Bobinages des micromoteurs de l'UWisconsin

Par opposition à cette méthode de bobinage tridimensionnelle, on utilise depuis longtemps la **gravure de circuits imprimés** simple ou double face typiquement de 35 µm de cuivre sur support époxy.

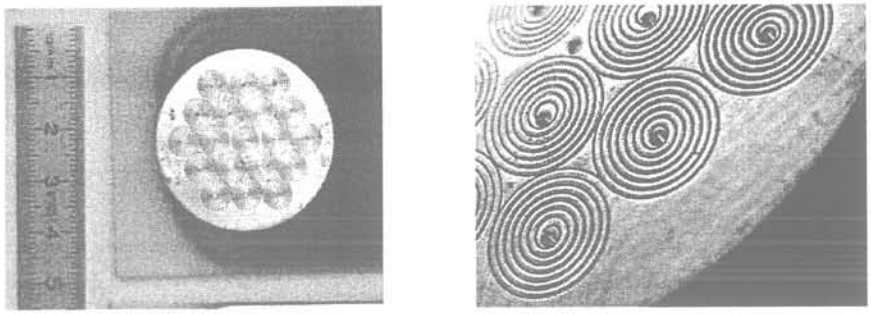


Fig. I.13 : Matrice de microbobines sérigraphiées [DIV 97]

I.4.2.3. Méthodes de fabrication collectives

Les bobines planes peuvent être réalisées en utilisant ces méthodes de fabrication qui marient les techniques d'**usinages de surface** (Couches minces) de la micro-électronique, et les usinages 2D épais et 3D qui concernent les dépôts de résines épaisses, de conducteurs et les gravures des substrats.

Le principe généralement utilisé est la **LIGA**, développée au début des années 80 au FZK (Centre de Recherches Nucléaires de Karlsruhe) [BEC 82]. La LIGA repose sur la combinaison de trois étapes technologiques. D'abord une lithographie X ou UV permet de dupliquer les motifs d'un masque dans des résines épaisses. Puis l'électroformage d'un métal dans ce moule en résine donne naissance à une pièce métallique qui peut être utilisée telle quelle (Le plus courant). Enfin ces microstructures peuvent être dupliquées par moulage dans une production de masse à bas coût.

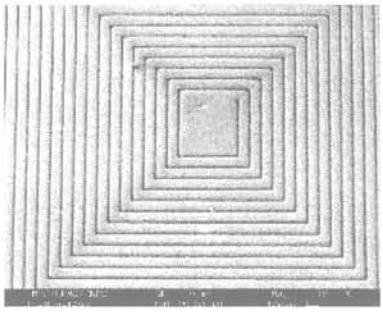


Fig. I.14 :
Bobine du LPMO :
19 spires de Cu
(ép. 28 µm x l. 80 µm, interspire 20 µm)

En ce qui concerne les bobinages de micromoteurs, les géométries utilisées sont généralement simples. Ceux des penny motors de l'IMM (Cf. I.4.4.7.) [NIE 99] sont fabriqués en LIGA UV avec résine SU-8 et électroformage de 2 couches de cuivre reliées par des vias sur support polyimide.

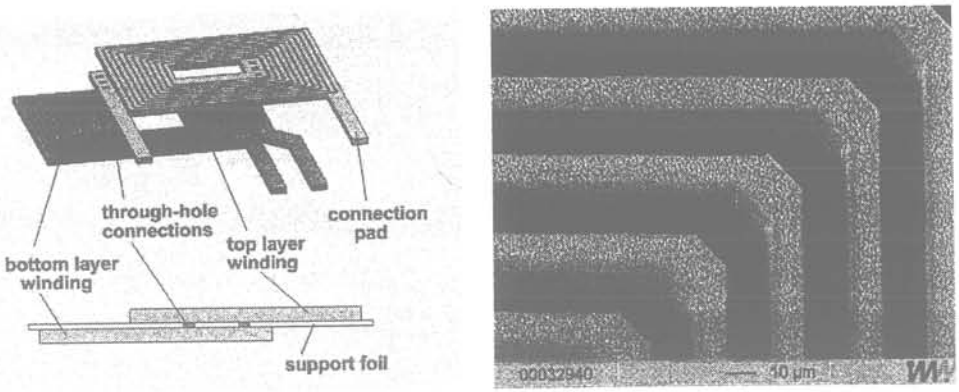


Fig. I.15 : Bobinage statorique et moule en résine SU-8 de l'IMM

On peut aussi citer la possibilité d'entrelacer le bobinage et le circuit magnétique en méandres (Cf. I.4.4.3.) [AHN 93].

Fig. I.16 :
Bobinage et circuit magnétique entrelacés

Citons enfin l'état de l'art en matière de bobines 3D qui peuvent être obtenues par une LIGA UV plus complexe dite PSMM (Planarization with a Sacrificial Metallic Mold). Elle utilise un autre métal en tant que moule pour incrémenter les niveaux successifs [YOO 99], les dispositifs sont finalement obtenus par dissolution sélective du métal utilisé en guise de moule.

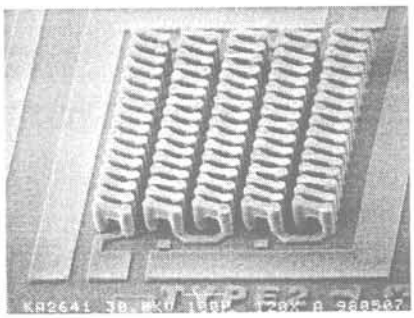


Fig. I.17 :
Bobine solénoïdale
obtenue par PSMM au KAIST

I.4.2.4. Conclusion

La fabrication de microbobines est maintenant relativement bien maîtrisée. Cependant, on peut constater que les bobinages utilisés pour les micromoteurs restent assez rudimentaires d'un point de vue électrotechnique.

I.4.3. Les micro-aimants

I.4.3.1. Introduction

Un des points clés du bon développement des micro-actionneurs magnétiques est l'élaboration de micro-aimants performants : hormis les actionneurs à réluctance variable, tous font appel à l'énergie magnétique stockée dans les aimants. Les microsystèmes performants utilisent actuellement des aimants massifs micro-usinés, donc fabriqués de manière presque unitaire. On ne commence à maîtriser le dépôt de

couches épaisses d'aimants que depuis quelques années, quelle que soit la technique utilisée.

Nous allons voir dans cette partie comment on peut obtenir les aimants nécessaires à un micromoteur, et comment on peut les aimanter pour obtenir plusieurs paires de pôles.

I.4.3.2. Obtention des aimants

La première méthode pour obtenir des aimants est de prendre des matériaux massifs et de les **micro-usiner**, par exemple par électro-érosion.

Ces aimants peuvent être indépendants les uns des autres, aimantés avant assemblage, et constituer ainsi un pôle. Le premier prototype du LEG (Cf. I.4.5.) comporte ainsi 6 aimants permanents NdFeB 1,1 T incrustés, de dimensions Φ 2,5 mm x 1 mm. Ils seront ainsi délicats à usiner mais faciles à aimanter.

Ou alors l'ensemble des pôles peut être en une seule pièce qui sera plus facile à usiner, mais d'aimantation plus délicate. C'est le cas par exemple du rotor en SmCo massif ∅ 10 mm du moteur de API Portescap présenté au I.4.4.6.

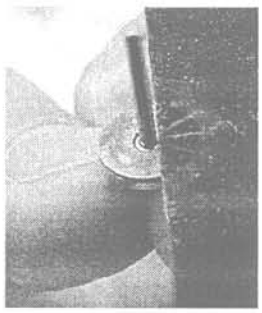


Fig. I.18 :
Rotor multipolaire en SmCo massif ∅ 10 mm de API Portescap

Le problème de la mise en forme d'aimants micro-usinés reste délicat pour la fabrication en masse. Le **moulage** apparaît alors.

Pendant mon travail de DEA [GIL 97a] nous avons utilisé, pour mouler les aimants rotoriques et statoriques (Cf. I.4.5.), de la poudre de NdFeB obtenue par broyage de rubans amorphes élaborés au LLN (Laboratoire Louis Néel) par hyper-trempe sur roue. Nous avons été déçu par les mauvaise rémanence et coercivité (< 0,4 T) des aimants liés ainsi obtenus en raison de l'oxydation de la poudre, de l'orientation des grains avant collage (poudres isotropes), et d'une densité obtenue par compactage manuel nettement améliorable. De nombreuses équipes de recherche se sont penché plus spécifiquement sur l'élaboration efficace d'aimant lié de bonne qualité.

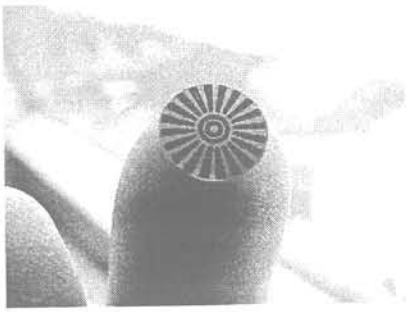


Fig. I.19 :
Rotor multipolaire Φ 10 mm
en poudre liée moulée du LEG

L'équipe du Sandia National Lab a par exemple obtenu des aimants [CHR 99] dans des moules obtenus par lithographie profonde X. Ils utilisent des poudres isotropes de $Nd_2Fe_{14}B$ amorphes (grains de 3 à 20 µm) dans un liant PMMA. Les performances magnétiques sont bonnes (Br 0,63 T, Hc 1,4 T, Ms 1 T), et le pressage sous champ devrait encore améliorer la rémanence. Ils obtiennent des aimants de 200 µm d'épaisseur et peuvent réaliser des formes complexes avec une précision latérale de l'ordre de 5 µm.

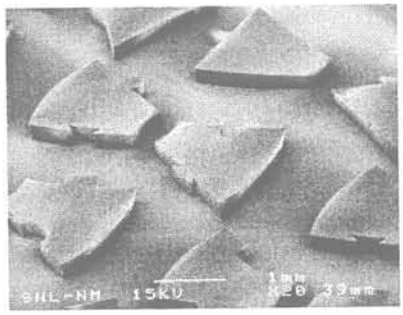


Fig. I.20 :
Micro-aimants imbricables moulés
du Sandia National Lab

Dernier exemple, l'IMM [IMM] et l'université de Hannovre ont réalisé des aimants disques en NdFeB lié pour moteurs planaires [NIE 99] [KLE 00] (Cf. I.4.4.7.). Ils utilisent la technique d'injection à froid de poudre NdFeB avec liant plastique sous 45 bars, puis recuit à 150 °C pendant 2 h. Ils obtiennent ainsi des aimants Φ 11 mm x 400 µm avec des tolérances dimensionnelles de 15 µm. Dans une optique de production collective, un grand nombre d'aimants sont moulés en même temps sur un support commun de type résine époxy, qui peut être directement utilisé pour l'étape suivante d'assemblage des rondelles d'aimants.

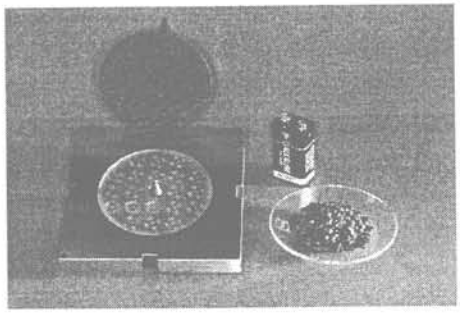


Fig. I.21 :
Aimants moulés par injection
à l'IMM

Enfin, des résultats très prometteurs de **dépôt de couches épaisses** d'aimants sont apparus depuis quelques années.

Par exemple, le MISA (Moscow Institute of Steel and Alloys) a élaboré des couches amorphes de NdFeB de 100 à 300 µm d'épaisseur à des vitesses de 30 à

50 µm/h avec une pulvérisation cathodique triode [KOR 99]. Les propriétés magnétiques de ces aimants sont exceptionnelles : Br jusqu'à 1,4 T, Hc jusqu'à 2 T, aimantation perpendiculaire.

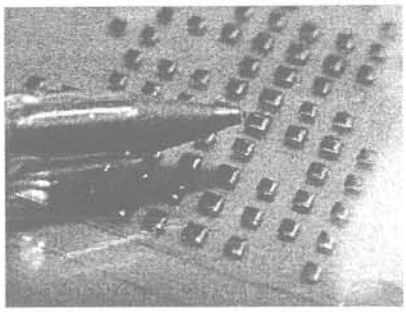


Fig. I.22 : Réseau de micro-aimants déposés par pulvérisation cathodique du MISA

I.4.3.3. Processus d'aimantation

Une fois les aimants fabriqués, il reste à les aimanter, c'est à dire les soumettre à un champ d'intensité supérieure à leur induction à saturation.

Une façon de résoudre le problème est de faire en sorte de n'avoir à les aimanter que dans un seul sens. Ceci est possible de plusieurs façons. On peut n'avoir qu'une paire de pôles aimantés diamétralement. Ou bien les pôles peuvent être discrets et dissociables. Ou encore, comme dans mon travail de DEA [GIL 97a], on peut ne disposer que d'un pôle sur 2, le pôle conséquent étant obtenu de manière fictive par rebouclage des lignes de champ, ce qui se fait cependant aux détriments des performances : on dispose de 2 fois moins d'aimant...

On peut également utiliser 2 nuances d'aimants de **coercivités étagées**. Il suffit alors d'aimanter d'abord tout dans un sens, à fort champ, puis d'aimanter en sens inverse avec un champ plus bas qui ne retournera que les couches de plus faible coercivité.

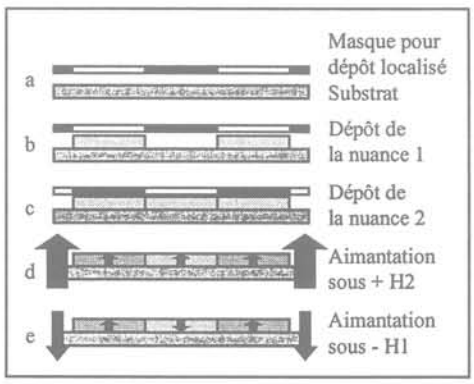


Fig. I.23 : Processus d'aimantation multipolaire en deux temps

Enfin, pour affronter directement le problème, il faut disposer d'**aimanteurs multipolaires**. Ils doivent créer un champ qui dépasse l'induction à saturation des aimants. Pour cela ils utilisent des bobines, mais comme le champ qu'elles sont capables de créer en continu est faible par rapport à ces champs à saturation, on doit utiliser une impulsion de courant très grande, atteignant de fortes densités de courant pendant les quelques dizaines de millisecondes nécessaires à l'aimantation. Ces

dispositifs sont classiques à grande échelle, par exemple chez la société MMT (Moving Magnet Technology).

A petite échelle, nous avons l'exemple des rotors de l'IMM [KLE 00] (Cf. I.4.4.7.) qui sont aimantés entre 2 méandres conducteurs qui équivalent à des bobines à un seul tour. Une impulsion de courant de 5000 A crée alors les 3000 kA/m nécessaires à l'aimantation des 8 pôles de 400 µm d'épaisseur.

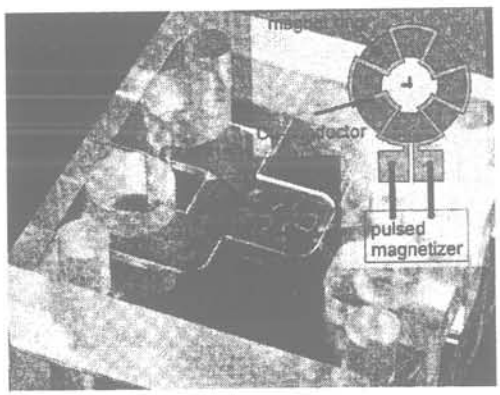


Fig. I.24 : Dispositif d'aimantation des rotors de l'IMM

I.4.3.4. Conclusion

La magnétisation des aimants en paires de pôles multiples se révèle délicate, et demeure un frein pour le développement des microsystèmes. Aucune technique collective d'aimantation multipolaire n'est encore au point, malgré les travaux très encourageants menés actuellement.

I.4.4. Les micromoteurs électromagnétiques

I.4.4.1. Le moteur Lavet

Le moteur inventé par M. Lavet (France, 1936) [MIN 98] est sans conteste le plus ancien et le plus courant des micromoteurs électromagnétiques. Il est en effet à la base de l'horlogerie électronique et équipe la quasi-totalité des montres mécaniques produites dans le monde (Plus de 500 millions / an).

Ce moteur ne ressemble à aucune structure classique tout en étant très simple. Une bobine de fil conventionnel crée le champ statorique. Le rotor étant aimanté diamétralement, on obtient un moteur pas-à-pas à deux pas par tour qui, à chaque impulsion de courant alternativement positive et négative, entraîne le jeu d'engrenages et les aiguilles de la montre. Une légère dissymétrie de l'isthme magnétique servant d'entrefer permet au rotor d'être faiblement décalé et donc de démarrer et tourner toujours dans le même sens malgré le fonctionnement monophasé du moteur. Le tout a une forme très plate, indispensable pour rentrer dans le boîtier de la montre, et également très simple à fabriquer en ce qui concerne le circuit magnétique, obtenu par simple passage d'un clinquant dans une presse.

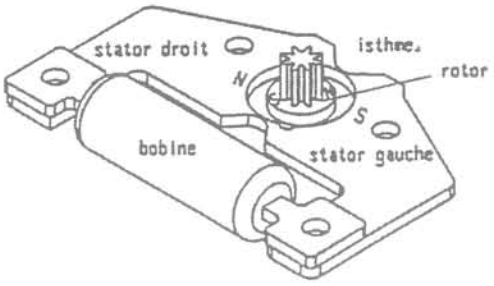


Fig. I.25 :
Schéma d'un moteur pas-à-pas de type Lavet

Un moteur Lavet peut développer un couple impulsionnel de 50 µN.m sous une impulsion de courant de 300 µA sous 1,5 V avec un rendement de l'ordre de 20 %.

I.4.4.2. Les moteurs cylindriques

La réduction d'échelle des géométries de moteurs existantes exclut les contacts tournant car les frottements et l'usure deviennent prohibitifs aux petites dimensions. L'essentiel des réalisations concerne alors des moteurs à aimants de type saucisson (On dira plutôt grain de riz dans notre cas !), soit **pas-à-pas** soit **brushless**, ce qui ne change pas la structure fondamentale. Leur fabrication utilise les techniques de mécanique de précision, et leur prix de revient est en conséquence élevé.

Un premier exemple de moteur pas-à-pas (CETEHOR [CET] et MMT, Besançon France, 1994) [SAU 94] fait Φ 2 mm x 7,5 mm. Ce double moteur comporte deux fois 15 paires de pôles, 92 pièces au total dont 60 aimants micro-usinés. Ce moteur pas-à-pas de 60 pas par tour tourne jusqu'à 6 000 tr/mn et développe jusqu'à 50 µN.m.

Le moteur de l'IMM (Mainz Allemagne, 1996) [IMM] fait Φ 1,9 mm x 4 mm. Il a atteint 7,5 µN.m sous 0,15 A, peut tourner jusqu'à 500 000 tr/mn. Avec 2 de ces moteurs l'IMM a construit un hélicoptère de 24 mm de long, qui pèse 0,4 g, et qui décolle à partir de 40 000 tr/mn.

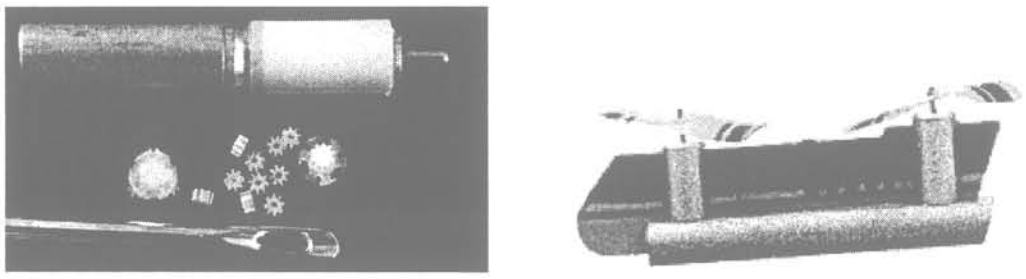


Fig. I.26 : Le moteur de l'IMM avec son réducteur et l'hélicoptère...

Le plus petit moteur à aimants construit à ce jour (Toshiba, Japon, 1993) [ITO 93] fait seulement Φ 0,8 mm x 1,2 mm. Sa géométrie est très simple : un aimant permanent rotorique SmCo bipolaire et 3 bobines statoriques de 20 tours. Il a tourné à 10 000 tr/mn avec des problèmes de pertes dans les paliers.

Parmi les produits proposés par les industriels, on peut citer le moteur brushless Φ 6 mm x 21 mm de Maxon motor (Suisse, 2000) [MAX]. C'est un produit fini qui intègre l'électronique de commutation ainsi que les capteurs à effet Hall. Des réducteurs

adaptés sont également disponibles. Son couple nominal est de 260 µN.m pour 0,5 A sous 9 V, il peut tourner jusqu'à 100 000 tr/mn.

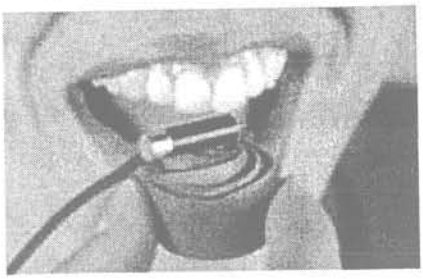


Fig. I.27 : Le plus petit moteur de Maxon

Fig. I.28 : Le moteur de RMB et de l'EPFL

Le groupe RMB (Suisse) [RMB] a travaillé en collaboration avec l'EPFL (Lausanne Suisse, 1997) et propose également un moteur brushless Φ 3 mm x 11 mm (Smoovy). Ses caractéristiques nominales atteignent 25 µN.m et 70 000 tr/mn sous 4 V.

I.4.4.3. Les moteurs à réluctance variable

Une adaptation des moteurs à réluctance a été faite à l'Université du Wisconsin (Madison USA) [GUC 91]. Dans un premier temps la source de champ variable n'était pas intégré dans le dispositif. Seul le rotor Φ 3,5 mm était obtenu par des technologies collectives, ainsi que les éléments qui l'entourent directement. Ces éléments sont usinés en nickel ou permalloy par LIGA X (Lithographie profonde à rayons X puis électrolyse). Le moteur a entraîné les engrenages qui l'entourent.

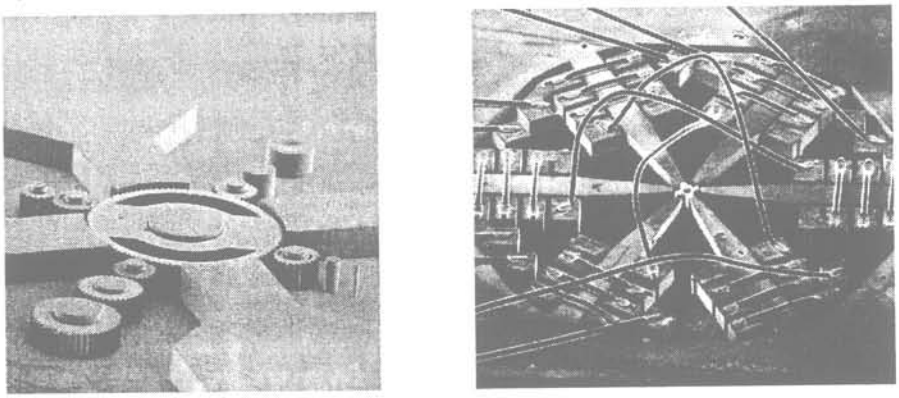


Fig. I.29 : Dispositifs à réluctance variable de l'UWisconsin

Un deuxième dispositif [GUC 93] intègre lui la source de champ. Le rotor est toujours réluctant, avec 4 pôles saillants. Le champ est créé par des bobines entourant les branches du circuit magnétique. Le rotor est en lévitation magnétique à 40 µm au-dessus du substrat (par simple effet réluctant) afin de minimiser les frottements. Il fait Φ 0,14 mm et le moteur complet Φ 2,5 mm x 0,150 mm. La partie inférieure des bobines est déposée sur le substrat, et isolée par 2 µm de SiO_2. Le circuit magnétique obtenu par LIGA X est placé au dessus, et les bobines sont complétées par bonding. Alimenté par 0,6 A, le moteur développe un couple estimé à 1 nN.m, et a atteint la vitesse de 150 000 tr/mn. D'après les tests 10 millions de tours n'ont entraîné aucune usure apparente.

Le bobinage a par la suite encore été amélioré (Cf I.4.2.2.).

Un système complètement intégré a également été fabriqué [AHN 93]. Il fonctionne sur le même principe, avec 12 pôles au stator et 10 au rotor. Le bobinage et la culasse sont fabriqués en méandres qui s'entrelacent pour créer le flux magnétique. Le stator fait Φ 1,4 mm x 0,12 mm, le rotor Φ 0,5 mm. La vitesse atteinte est 500 tr/mn pour un couple estimé à 3,3 nN.m.

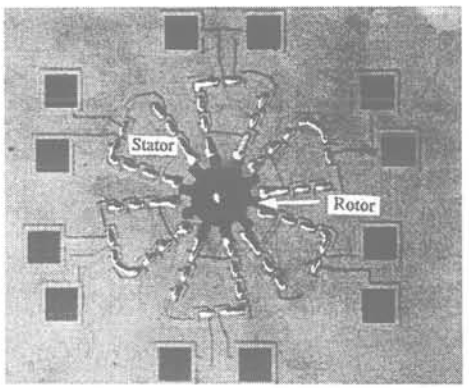


Fig. I.30 : Dispositif à réluctance intégré

I.4.4.4. Les moteurs asynchrone

En dépit de la mauvaise réputation liée à la chute de leur rendement des moteurs asynchrones dans les petites dimensions, et malgré le mauvais pronostic issu de l'étude de la réduction d'échelle (Cf. I.2.4.6.), des travaux (Université de Sheffield, Grande-Bretagne) [WIL 97] ont donné un moteur à induction électromagnétique qui entraîne en lévitation totale un rotor de Φ 500 µm x 12 µm. Ce moteur a tourné à 1000 tr/mn pour une fréquence d'alimentation de 1,4 MHz. Le couple théorique est à 1 MHz de 3 pN.m pour 1 A, avec un rendement limité à 0,01 ppm.

Dans la même optique le LEG (Grenoble France) a développé un moteur planaire à induction monté sur palier magnétique [FER 99]. Le rotor Φ 18 mm est composé dans sa partie utile de 2 couches de 50 µm de cuivre qui développe les courants induits et de nickel qui contraint les lignes de champ. Le bobinage est à 2 couches sur capton. Ce moteur développe un couple de 1,3 µNm à 4500 tr/mn sous 3 A, avec un rendement de 125 ppm.

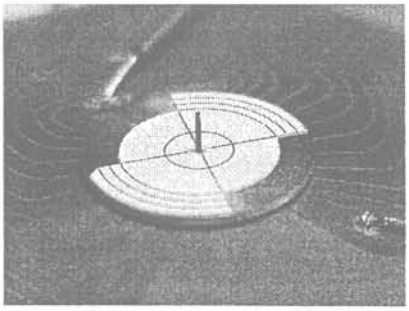


Fig. I.31 :
Moteur asynchrone du LEG

L'avantage de ces moteurs est la simplicité de fabrication de leurs rotors et l'absence totale d'usure. Leurs performances restent faibles.

I.4.4.5. Les moteurs spindle (SPM) pour disques durs (HDD)

Les moteurs utilisés pour entraîner les disques durs (Nidec, SeaGate, IBM [IBM 98]...) ne sont pas technologiquement spécifiques : ce sont des moteurs brushless. Cependant ce sont les seuls à bénéficier d'un marché de masse (Plus de 100 millions de piéces par an), et ils sont donc très spécialisés. La tendance des HDD étant à la miniaturisation, les SPM doivent suivre : pour un HDD de 2,5'' le SPM fait Φ 1'' soit Φ 25 mm, et apparaissent actuellement des HDD de 1'' qui poussent les SPM dans la catégorie des micromoteurs.

Les enjeux des SPM sont donc la réduction de leur taille, mais aussi de la consommation, des vibrations et du bruit. Pour y répondre, les dernières évolutions sont l'utilisation d'aimants terres rares, la suppression des capteurs avec en remplacement l'utilisation de la fém induite pour la commande, et le remplacement des roulements à billes par des paliers fluides ou magnétiques.

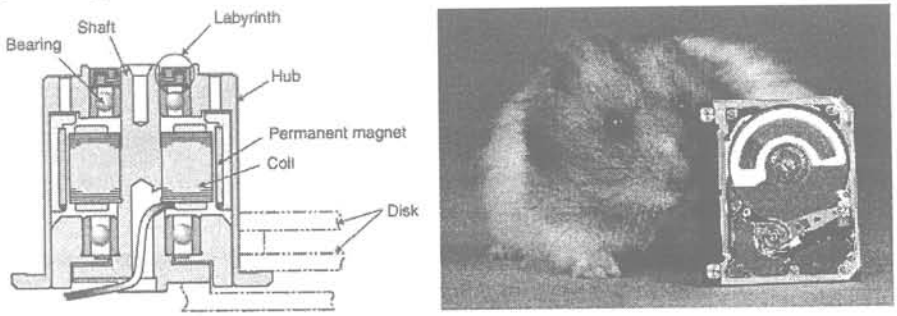


Fig. I.32 : Vue en coupe d'un SPM et µHDD d'IBM

Un tel moteur doit tourner à environ 10 000 tr/mn. Les autres caractéristiques sont gardées secrètes par les constructeurs.

I.4.4.6. Les moteurs planaires

Voyons d'abord une catégorie de moteurs qui se rapprochent plus des moteurs cylindriques par le mode de fabrication en mécanique de précision, mais qu'on a placés ici car leurs rotors sont des disques. Ce sont des moteurs **pas-à-pas**.

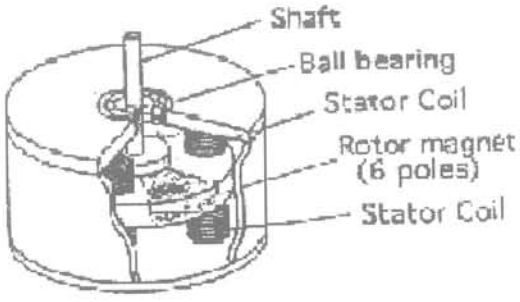


Fig. I.33 : Schéma du moteur de Yaskawa

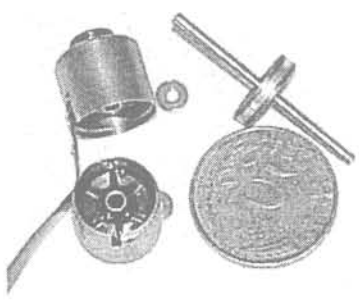


Fig. I.34 : moteur de API Portescap démonté

Le moteur de la firme Yaskawa [MAT 96] [MIN 98] fait Φ 3 mm, et intègre un réducteur planétaire. Il atteint 3000 tr/mn en développant 20 µN.m.

Le moteur de API Portescap [POR] Φ 10 mm x 20 mm est à 24 pas par tour. Il exerce un couple de maintien de 1850 µN.m et un couple d'entraînement de 1300 µN.m à 1000 tr/mn, sous un courant nominal de 0,15 A en diphasé.

Si on traduit maintenant le principe du moteur **synchrone** dans sa plus simple expression on va obtenir des actionneurs comme ceux de l'ISIT (Itzehoe Allemagne) [WAG 92], constitués d'un simple aimant entraîné en rotation ou en translation par un champ créé par des microbobines. Un aimant disque Φ 1,4 mm x 1 mm en SmCo aimanté diamétralement est posé sur le substrat et maintenu axialement par un palier rudimentaire en plexiglas. Le champ tournant est créé par 4 bobines (5 spires de 30 µm de large, espacées de 20 µm et épaisses de 25 µm) déposées par électrolyse d'or dans un moule de résine épaisse de 30 µm elle-même gravée par lithographie UV. Un courant de 0,5 A produit un couple de 0,1 µN.m, la vitesse de rotation atteint 2000 tr/mn.

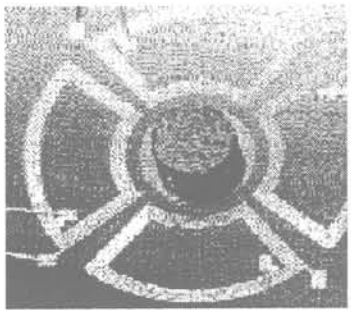


Fig. I.35 :
Actionneur rotatif de l'ISIT

I.4.4.7. Le micromoteur synchrone planaire à aimants de l'IMM

Un moteur nettement plus évolué que le dernier qui a été décrit, très proche de ce que nous voulons faire et qui se pose comme notre concurrent le plus direct, a été conçu et développé à l'IMM (Mainz Allemagne) [IMM] [NIE 99] [KLE 00]. Il est d'ores et déjà proposé à la vente.

Il a 4 paires de pôles. Sa taille est de Φ 12,8 mm x 1,4 mm dans la version optimisée, et Φ 12 mm x 3 mm dans la version avec électronique de commutation. Le bobinage est formé de 2 couches de bobines concentriques (Cf I.4.2.). Le palier est constitué d'un roulement à bille. Le rotor est constitué d'aimants moulés NdFeB (Br 0,5 T) (Cf I.4.3.) collés sur une culasse à 2 T de champ à saturation.

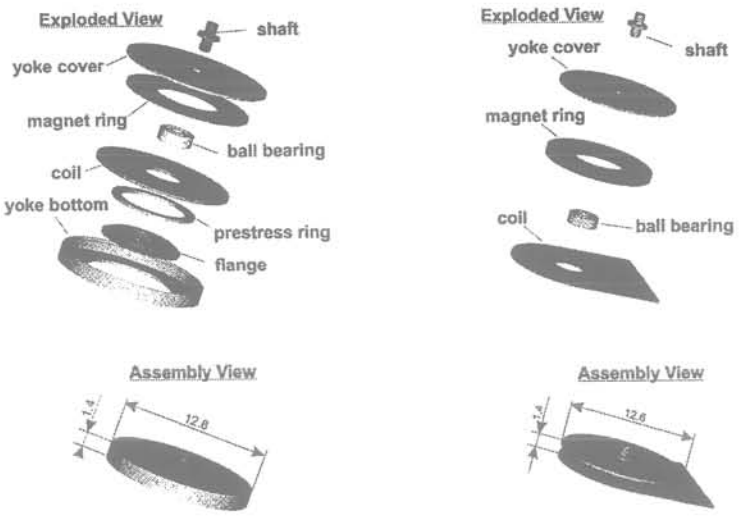


Fig. I.36 : Vues éclatées des versions optimisées et bas coût du penny motor

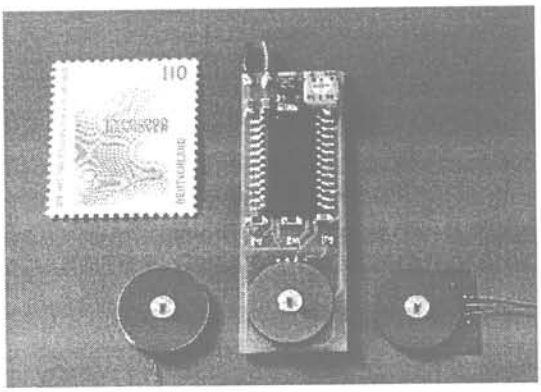


Fig. I.37 :
La famille des penny-motors de l'IMM :
Version optimisée,
version avec électronique de commutation,
et version bas coût

Du côté des performances, l'IMM affiche 100 µN.m et 20 000 tr/mn sous 0,2 A et 5 V pour la version optimisée, 60 µN.m et 60 000 tr/mn toujours sous 0,2 A et 5 V pour la version avec électronique de commutation.

I.4.4.8. Les micromoteurs synchrones planaires à aimants du LEG

Le Groupe Microsystèmes du LEG s'est investi depuis 1994 dans le développement de micromoteurs électromagnétiques. Le premier objectif du groupe demeure la création de prototypes opérationnels présentant des caractéristiques innovatrices : suspension magnétique, motorisation, capteur de position, utilisation d'aimants permanents performants, mise en oeuvre des micro-technologies de pointe... Plusieurs prototypes ont ainsi déjà été construits. Bien que l'approche de fabrication de ces premiers prototypes demeure celle des technologies planaires, ils n'ont pas bénéficié au départ des procédés de microfabrication.

Le premier prototype [CUG 96] Φ 18 mm comporte au stator 6 bobines de 7 tours de fil Φ 200 µm enroulées à la main. Les aimants du rotor sont décrits en I.4.3.2. Bien que l'entrefer fasse près de 2 mm, du fait d'un surdimensionnement de la butée magnétique, le moteur, alimenté par un courant de 1 A, a atteint 40 000 tr/min. Son couple est estimé à 50 µNm. Un capteur de position à effet Hall est visible dans le stator

051 098083 8

assure la commande des commutations. L'utilisation d'une butée magnétique combinée à un axe en graphite restreint de manière considérable les frottements : le moteur lancé à 10 000 tr/min tourne en roue libre pendant plus de 40 secondes.

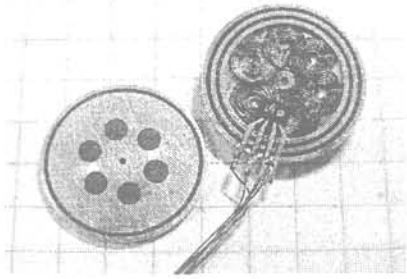


Fig. I.38 : 1er prototype du LEG

Ce moteur, bien que de fabrication manuelle, et initialement surtout prétexte au test de paliers magnétiques miniatures, présenta des résultats encourageants pour le développement de moteurs miniatures. Il est à l'origine des travaux actuels.

Un 2ème prototype Φ 18 mm fut le résultat de mon DEA [GIL 97]. L'objectif principal était d'approfondir cette approche et de créer un moteur miniature compatible avec les technologies planaires collectives : stator sur circuit imprimé, et rotor avec des aimants moulés. Il fit aussi l'objet d'une étude de modélisation, en particulier pour sa suspension qui lui permet d'opérer dans toutes les positions avec des frottements très faibles. Un 1er essai de fabrication d'un moteur Φ 10 mm à 20 paires de pôles a échoué (Stator trop complexe avec nos moyens). Un moteur Φ 18 mm à 10 paires de pôles a ensuite pu être réalisé complètement. Malgré une aimantation décevante des aimants NdFeB moulés (à peine 0,3 T), ce moteur peut développer un couple de 50 µNm, pour un courant maximal de 5 A. Un capteur optique de position se trouve sur la face opposée du rotor. Etant monophasé, ce moteur ne peut démarrer tout seul. Alimenté par 1,5 A, il atteint 8 000 tr/min, c'est en fait l'instabilité du palier qui a limité la vitesse.

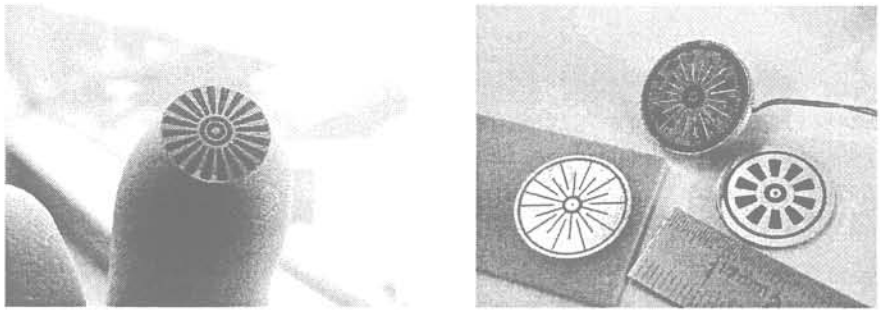


Fig. I.39 : Rotor Φ 10 mm et 2ème prototype du LEG

Les caractéristiques encourageantes de ce moteur représentent le point de départ de ce travail de thèse, dont le but est d'aller vers plus de miniaturisation et plus de performance, ce qui passe par l'emploi de techniques de fabrications plus élaborées.

Le besoin d'un capteur de position pour l'autopilotage fut à l'origine d'un 3èmeprototype Φ 25 mm, objet du travail de D.E.A. de P.-A. Guénégo (1998). Il s'agit d'un capteur multiple intégré à effet capacitif.

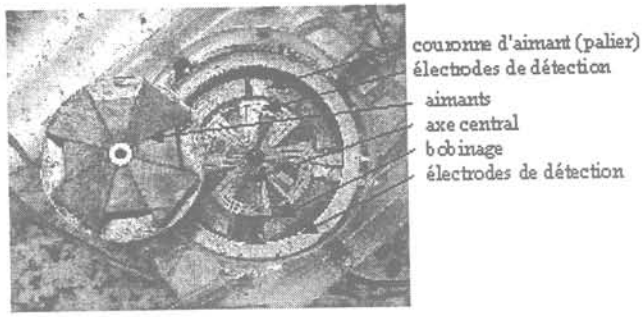


Fig. I.40 : 3ème prototype du LEG

Un signal de fréquence 1 MHz est injecté par l'enroulement statorique, reçu et transmis par les capacités formées par les dents au rotor, il est récupéré par les différentes électrodes du stator. Les valeurs des capacités varient suivant la position du rotor. Le signal de 1 MHz étant injecté au rotor par l'aiguille du palier, l'asymétrie des aimants au rotor crée la variation capacitive et donc le signal 1 MHz récupéré informe sur la position angulaire (Utilisée pour le pilotage du moteur) et l'inclinaison du rotor dans les deux plans (Utilisé comme capteur gyroscopique). Par ailleurs, le moteur atteint 8 000 tr/min, en développant un couple de 800 µNm à 5 A.

I.4.5. Conclusion

Rien que parmi les micromoteurs électromagnétiques on trouve encore de nombreuses techniques et tailles différentes. Par rapport aux autres types de micromoteurs, les magnétiques ont globalement des performances en couple plus intéressantes, liées à de grandes vitesses de rotation.

La pure réduction d'échelle apparaît limitée avec des coûts prohibitifs. L'avenir semble donc lié à l'évolution des microtechnologies dans le domaine des bobinages, des aimants mais aussi des paliers et du packaging, où beaucoup de progrès sont possibles. Des objets performants comme les penny motors de l'IMM ont déjà été réalisés. L'idéal à viser est le tout intégré, de l'alimentation et la commande jusqu'au moteur, ce qui seul sera intéressant industriellement.

L'apparition imminente de l'énorme marché de l'entraînement des disques durs miniatures pour électronique embarquée grand public (Appareils photos, organiser, lecteurs MP3) sera enfin certainement un stimulant fort pour le domaine.

I.5. Conclusion

Nous avons montré que les lois de réduction d'échelle favorisent les microsystèmes électromagnétiques à aimants. Nous avons fait un large inventaire des micromoteurs existants qui corrobore ce fait.

Il nous apparaît ainsi intéressant de poursuivre nos travaux sur les micromoteurs électromagnétiques, en adoptant l'état de l'art des technologies collectives pour aller vers plus de miniaturisation et de performance, et construire un micromoteur synchrone planaire à aimants du type des penny motors de l'IMM, dont nous ne connaissions pas l'existence au début de la thèse.

Notre cahier des charges est une gamme de moteurs grande vitesse de Φ 3 mm à Φ 8 mm capables de fournir des couples approchant l'ordre de grandeur du mN.m. Les perspectives offertes par des microventilateurs dédiés à des composants électroniques, des dispositifs déviateurs de faisceaux optiques, ainsi que l'entraînement des disques durs nous laissent penser que de tels moteurs auront leur place dans l'avenir.

Chapitre II

Modélisation et conception

II.1. Introduction

Notre modélisation s'appuie sur la connaissance classique des moteurs synchrones, sur l'étude d'un prototype grande échelle (ϕ 100 mm), ainsi que sur des simulations diverses. Le démonstrateur nous permet d'obtenir un modèle de ce type de moteur que nous étendons aux petites dimensions par réduction d'échelle. Ce modèle permet de définir les caractéristiques des micromoteurs. La conception précise des différentes parties du moteur peut alors être effectuée.

Ce chapitre va présenter successivement la géométrie de base du moteur reproduite sur un démonstrateur, puis les différentes modélisations et simulations qui ont été produites, ainsi que la conception qui en a découlé, d'abord concernant le moteur dans son ensemble, puis chacune des parties qui le constituent.

II.2. Démonstrateur

II.2.1. Introduction

La structure que nous envisageons pour nos micromoteurs est proche de celle des moteurs synchrones classiques, mais la structure de leur bobinage (Longueur et section de conducteurs faibles) et l'absence de matériau magnétique canalisateur de champ en modifient le modèle.

Sachant qu'il serait long d'attendre l'obtention d'un premier prototype, que nous avions besoin de mieux connaître le comportement du moteur pour le concevoir, et qu'il serait de toute façon difficile de faire des mesures sur les moteurs étant données les dimensions que nous voulons leur donner, nous avons pris le parti de nous appuyer sur un prototype à grande échelle (ϕ 100 mm).

II.2.2. Présentation du démonstrateur

Nous avons réalisé un banc moteur avec un moteur à courant continu standard de modélisme couplé au démonstrateur. Ce démonstrateur est constitué d'un bobinage planaire statorique et d'un rotor à aimants.

En ce qui concerne le bobinage, notre tâche a été facilitée par l'utilisation directe d'un rotor de type AXEM [PAR] de machine à courant continu. Il est constitué d'un seul fil en court-circuit qui forme 4 paires de pôles sur 2 couches avec 117 conducteurs par couche. On peut facilement transformer ce bobinage en un bobinage triphasé : il suffit de venir connecter 3 fils en 3 points positionnés à 120°, et on obtient 3 phases en triangle. En plus de venir connecter les 3 fils, nous avons ouvert le bobinage en ces 3 endroits afin de récupérer et sortir un neutre, ce qui fait un bobinage triphasé en étoile avec accès au neutre. Etant donné les nombres de 117 spires et 4 paires de pôles, un

partage parfait n'était pas possible, et les paires de pôles sont légèrement déséquilibrées : 3 ont 10 conducteurs, la 4ème n'en a que 9.

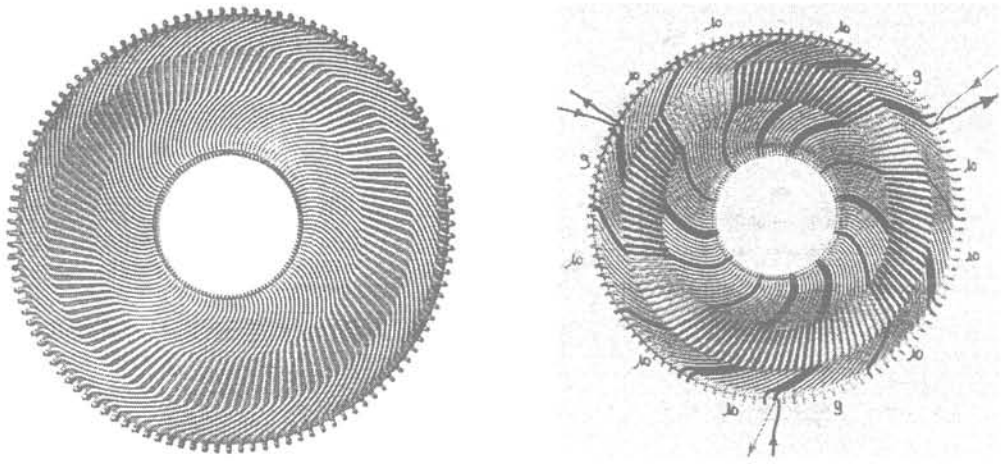


Fig. II.1 : Rotor AXEM Φ 100 mm et transformation en stator triphasé

Le rotor est constitué d'un disque ferromagnétique sur lequel on a positionné et serti 8 pastilles d'aimants SmCo de 13 mm x 15 mm x 5,5 mm et 0,95 T de polarisation constituant alternativement les pôles nord et sud.

Le tout est assemblé, avec utilisation de roulements à billes pour le palier.

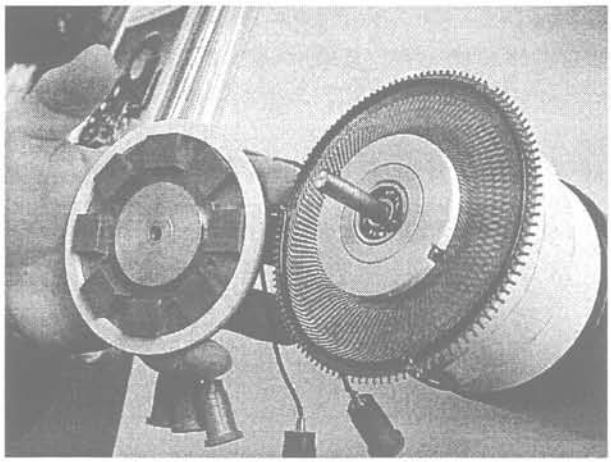


Fig. II.2 : Démonstrateur sur son banc avec rotor démonté

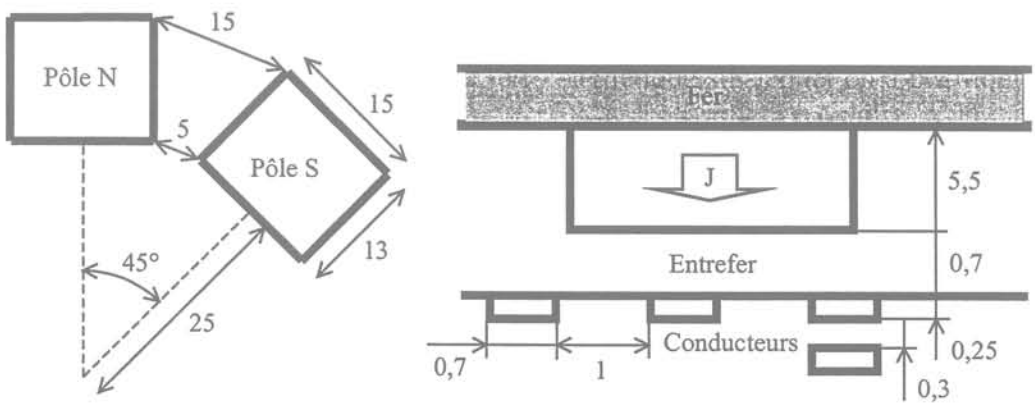


Fig. II.3 : Vue de dessous du rotor et vue en coupe de l'ensemble du moteur

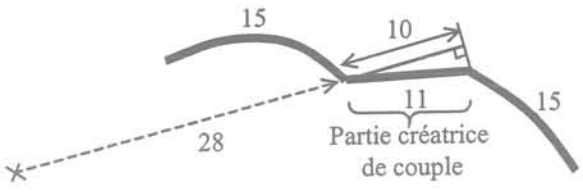


Fig. II.4 :
Vue de dessus d'une moitié de spire

II.2.3. Mesures

II.2.3.1. Impédance du bobinage

Entre 2 phases on mesure 2 fois l'impédance par phase (Bobinage en étoile), on obtient pour une phase: $\begin{cases} L = 8{,}5\,\mu H \\ R = 0{,}38\,\Omega \end{cases}$

La fréquence d'utilisation ne dépasse pas 1 kHz, qui correspond à une fréquence de rotation de 15 000 tr/mn. La réactance par phase ne dépassera donc pas 0,05 Ω, elle est donc négligeable devant R.

II.2.3.2. Essais réalisés sur le banc moteur

Le démonstrateur a été utilisé en machine synchrone sans autopilotage. Les mesures sont effectuées en générateur à vide ou sur charge résistive R_{ch} = 1 Ω ou 10 Ω.

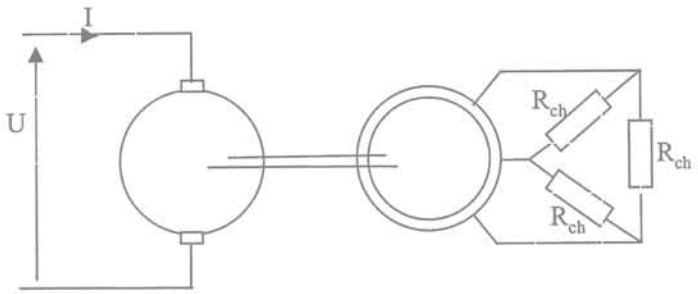


Fig. II.5 : Montage de mesure avec la MCC couplée au prototype

Les résultats des mesures sont exposés au II.2.4.7.

Des mesures à vide nous déduisons la fém : U = 1,14 mV/(tr/mn).

II.2.4. Modélisation du démonstrateur

II.2.4.1. Introduction

Le démonstrateur ne correspond pas à la structure classique des moteurs. Nous allons donc nous appuyer sur les mesures ainsi que sur des calculs pour obtenir un schéma équivalent par phase du démonstrateur avec les valeurs numériques de ses éléments.

II.2.4.2. Simplification de la géométrie

Afin de mettre le démonstrateur en équations, nous avons d'abord procédé à une simplification des schémas du II.2.2 en déroulant la géométrie. Pour la vue en coupe des aimants, nous tenons compte de l'effet miroir électromagnétique : un aimant accolé à un matériau ferromagnétique est équivalent au point de vue magnétique à un aimant d'épaisseur double dans le vide. Nous prenons donc la culasse en compte en affectant aux aimants une épaisseur double. Nous approximons ensuite l'espacement entre 2 aimants à la valeur moyenne entre 5 et 15 mm.

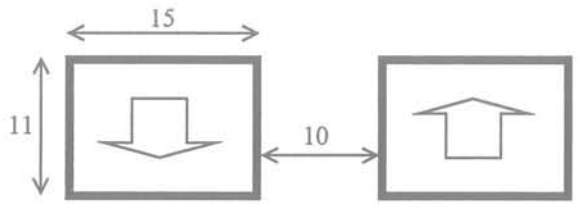


Fig. II.6 : Modélisation de la vue en coupe des aimants

Pour les conducteurs, nous négligeons le déséquilibre (10, 10, 10, 9) dans les pôles. Nous négligeons l'influence des têtes de bobines et assimilons ainsi par la suite les conducteurs à leur seule partie créatrice de couple (Cf. Fig. II.4), de plus nous approximons leur longueur par leur projection sur un diamètre. Pour le calcul de leur vitesse de déplacement nous estimons qu'ils vont à la vitesse de leurs milieux situés en r = 33 mm, et nous supposons qu'ils constituent une nappe de courant uniforme, une phase occupant alors les 2/3 (1/3 pour chaque couche) de la surface du stator.

De plus, les calculs de champ sont exécutés au niveau de l'entrefer moyen qui vaut 1,1 mm. Cette approximation est justifiée car l'évolution du champ Bz peut être considérée linéaire sur une petite distance (Cf. Fig. II.36), et faire la somme des effets sur les 2 couches revient alors à étudier les effets au milieu de celles-ci.

II.2.4.3. Calcul du champ créé par les aimants

Pour calculer le champ nous utilisons dans Mathcad une formule analytique qui donne le champ créé par un aimant parallélépipédique [AKO 84]. Nous calculons alors la composante verticale Bz du champ au point M(x,y,z) pour un aimant de largeur 2.a, de profondeur 2.b, de hauteur 2.c, et de polarisation magnétique J orientée selon (O,z).

$$S_i(x) = x - (-1)^i.a \qquad T_j(y) = y - (-1)^j.b \qquad R_{i,j}(x,y,z) = \sqrt{S_i^2(x) + T_j^2(y) + z^2}$$

$$Ez_{i,j}(x,y,z) = \mathrm{Atan}\frac{S_i(x).T_j(y)}{R_{i,j}(x,y,z).z}$$

$$Bz(x,y,z) = \frac{J}{4\pi}\left[\sum_{i=0}^{1}\sum_{j=0}^{1}(-1)^{i+j}Ez_{i,j}(x,y,z-c) - \sum_{i=0}^{1}\sum_{j=0}^{1}(-1)^{i+j}Ez_{i,j}(x,y,z+c)\right] \qquad [II.1]$$

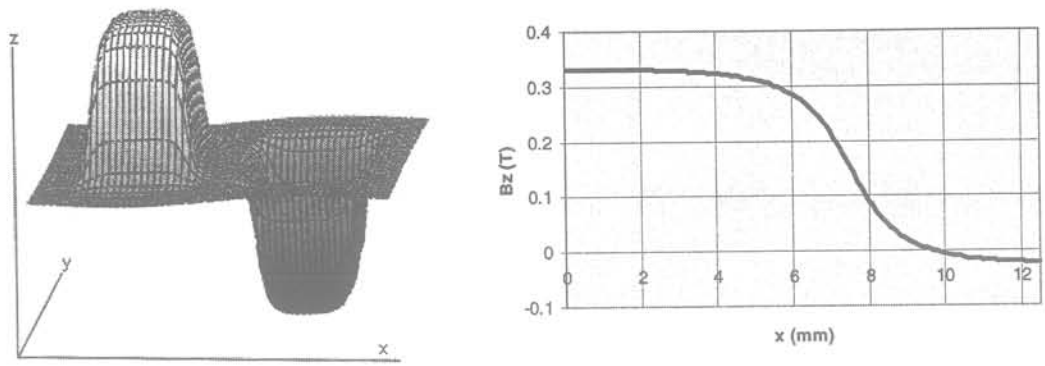


Fig. II.7 : Vue en perspective et selon la coupe à y = 0 du 1er aimant de la composante verticale Bz du champ créé par 2 aimants au niveau de l'entrefer moyen

Nous déduisons de ce calcul que les zones d'influence des aimants ne se superposent pas dans la mesure où le champ dans l'entrefer s'annule entre 2, et que la valeur du champ est peu sensible à une petite variation de la distance à l'aimant : il varie d'à peine 3 % pour une variation de distance de 10 %.

L'aimant étant plus grand dans la direction (0,y) que la zone dite utile des conducteurs (Respectivement 13 et 11 mm Cf. Fig. II.3 et II.4), nous supposons que ces derniers sont baignés par un champ Bz(y) constant. Enfin nous approximons Bz(x) par une fonction de type carrée d'amplitude Bm = 0,33 T.

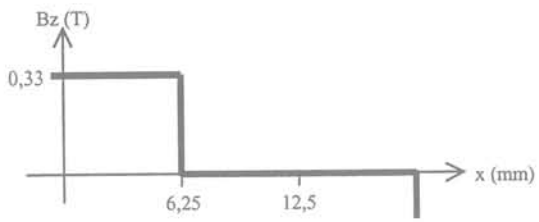


Fig. II.8 : Approximation de Bz(x)

II.2.4.4. Calcul de la fém

Utilisons le flux coupé. Quand un conducteur de longueur l et de vitesse v baigne dans le champ Bm on a une fém e_c = Bm.l.v = Bm.l.r.Ω. Pour l'ensemble des conducteurs d'une phase on obtient la fém par phase e en fonction de la position relative α du stator par rapport au rotor.

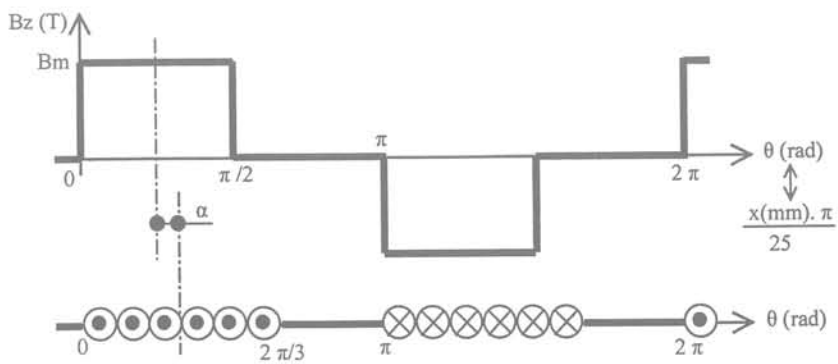


Fig. II.9 : Répartitions spatiales de champ et de conducteurs

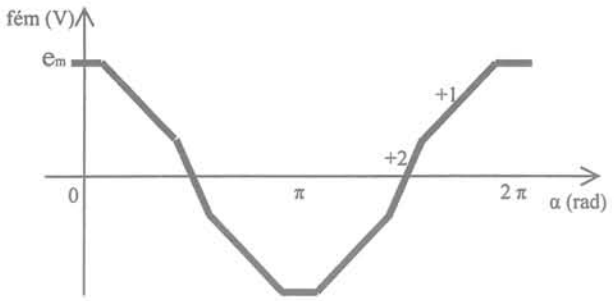


Fig. II.10 :
Fém en fonction de la position relative du rotor par rapport au stator

En dernière approximation nous considèrerons que la fém est sinusoïdale de valeur crête e_m.

Pour e_m, tous les n conducteurs (39 par couche soit n = 78 au total) de la phase baignent dans le champ, ils sont en série donc $e_m = n.e_c$, on obtient alors avec $B_m = 0,33$ T, l = 10 mm et r = 33 mm une tension simple efficace par phase :

$$E = \frac{e_m}{\sqrt{2}} = \frac{n}{\sqrt{2}} B_m.l.r.\frac{\pi}{30} N = 0,629 \text{ mV/(tr/mn)} \qquad [II.2]$$

Soit entre phases : $\boxed{U = 1,09 \text{ mV/(tr/mn)}}$

Cette valeur est malgré toutes les approximations utilisées dans le calcul très proche de la valeur mesurée U = 1,14 mV/(tr/mn).

II.2.4.5. Calcul de l'impédance

Pour une phase on prend 1/3 des 117 conducteurs en série et d'après leurs dimensions 41 mm x 0,7 x 0,25 mm² et une valeur $\rho_{Cu} = 0,02$ Ω.(mm²/m) on obtient la résistance : $\boxed{R = 0,37 \Omega}$

Cette valeur correspond également à la mesure R = 0,38 Ω bien que la connaissance de la section des conducteurs soit peu précise.

La mesure de l'inductance nous montre que la réactance du bobinage est négligeable devant la résistance.

II.2.4.6. Schéma équivalent par phase

Nous obtenons ainsi un schéma équivalent par phase du moteur, où contrairement aux machines classiques, c'est la réactance qui est négligée devant la résistance.

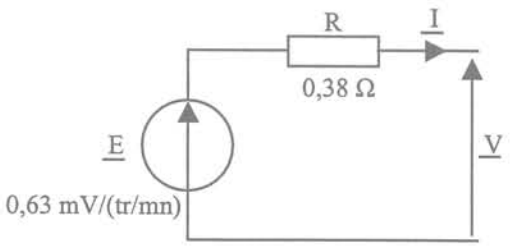


Fig. II.11 :
Schéma équivalent par phase

A partir de ce modèle nous pouvons calculer le rendement de la machine chargée par R_{ch}. Il vaut :

$$\eta = \frac{R_{ch}}{R + R_{ch}} \qquad [II.3]$$

Nous voyons que les pertes sont dues à l'effet Joule dans les conducteurs : nous n'avons pas de pertes d'origine magnétique.

Nous pouvons également introduire une constante de couple C_i. Soit $\vec{B}$ le champ créé par le stator, et $\vec{\Phi}$ le flux créé par le rotor. $\vec{B}$ est directement en phase avec I alors que $\vec{\Phi}$ est en quadrature avec E puisque qu'il y a une dérivation entre les 2. Le couple est alors défini par : $C = C_i.I.\sin(\vec{B}, \vec{\Phi}) = C_i.I.\cos(E,I)$. Dans le cas de nos mesures, en générateur sur charge purement résistive, nous constatons en construisant le diagramme de Fresnel que E et I restent en phase, et donc que $\vec{\Phi}$ et $\vec{B}$ sont en quadrature, donc : $C = C_i.I$. Ceci restera vrai également en moteur grâce à l'autopilotage pour le couple maximal.

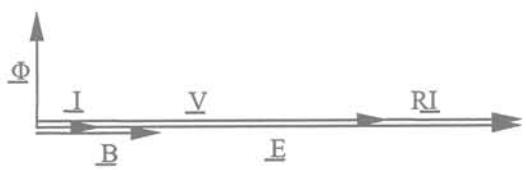


Fig. II.12 :
Diagramme de Fresnel en générateur sur charge résistive

A partir de l'égalité des puissances électrique et mécanique : $C.\Omega = 3.E.I$ on obtient :

$$C_i = \frac{C}{I} = \frac{90}{\pi}\frac{E}{N} = \frac{90}{\pi}E_N = 18\ \text{mN.m/A} \qquad [II.4]$$

II.2.4.7. Validation du modèle

Afin de valider le modèle nous avons comparé les 3 séries de mesures U (f) avec ce que donne le modèle. Pour la charge $R_{ch} = 1\ \Omega$ nous sommes limités en fréquence par la puissance du moteur CC.

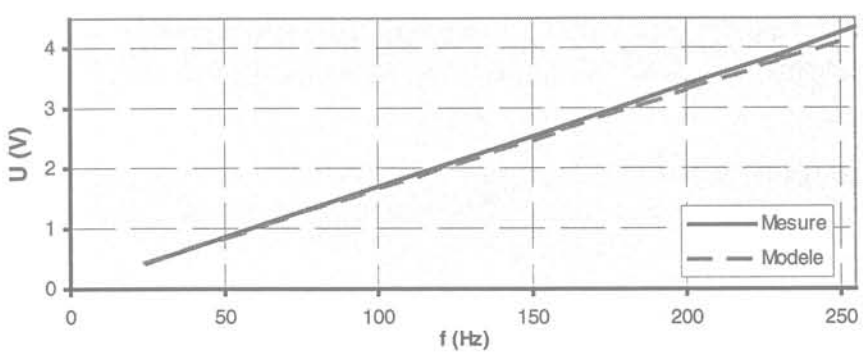


Fig. II.13 :
Mesures à vide

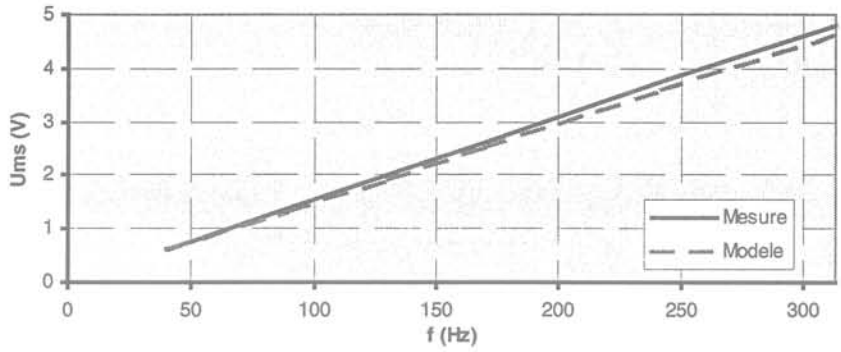


Fig. II.14 : Mesures pour $R_{ch} = 10\ \Omega$

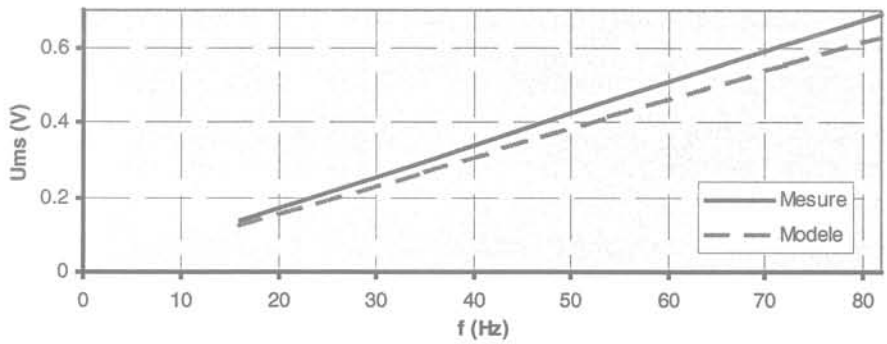


Fig. II.15 : Mesures pour $R_{ch} = 1\ \Omega$

Nous constatons que l'écart entre le modèle et la mesure reste toujours en dessous de 10 %, ce qui valide notre modèle.

II.2.4.8. Conclusion

Le schéma équivalent par phase que nous avons construit reproduit de manière satisfaisante le comportement du démonstrateur. Il permet d'obtenir toutes ses caractéristiques électriques et mécaniques.

II.2.5. Conclusion

Nous avons réalisé un démonstrateur Φ 100 mm, validant ainsi le principe de la structure de moteur que nous voulons utiliser. Nous avons modélisé ce démonstrateur, et les mesures ont validé notre approche analytique. Nous souhaitons maintenant transposer ce modèle aux micromoteurs pour en faire le point de départ de leur dimensionnement.

II.3. Dimensionnement des micromoteurs

II.3.1. Introduction

La conception du micromoteur consiste à trouver la géométrie qui donne les meilleurs résultats théoriques possibles compatibles avec nos moyens de fabrication. Pour cela, nous disposons de la modélisation du démonstrateur (Cf. II.2.), des lois de

réduction d'échelle (Cf. I.2.), et d'un logiciel de résolution sous contraintes (PASCOSMA [WUR 96]).

Nous allons faire le point sur l'ensemble des équations qui régissent le fonctionnement du micromoteur, pour aboutir au choix d'une série de structures de micromoteurs.

II.3.2. Equations du micromoteur

II.3.2.1. Introduction

Partant de la modélisation du démonstrateur avec le schéma équivalent par phase, et utilisant les lois de réduction d'échelle, nous pouvons écrire les équations définissant tout moteur qui aurait des aimants de mêmes caractéristiques, et ses dimensions réduites dans un rapport d'homothétie unique. Nous allons présenter l'ensemble des paramètres caractérisant un tel moteur ainsi que ses équations.

II.3.2.2. Paramètres du modèle :

Géométrie :

Nombre de conducteurs par pôle et par phase :	m	
Nombre de paires de pôles :	p	
Epaisseur d'une couche de conducteurs :	ep	[mm]
Valeur de l'interspire :	ε	[mm]
Diamètre extérieur utile du bobinage :	R_u	[mm]
Diamètre intérieur utile du bobinage :	r_u	[mm]
Diamètre extérieur du bobinage :	R_e	[mm]
Diamètre intérieur du bobinage :	r_i	[mm]
Largeur minimale de conducteur :	l_{min}	[mm]
Rapport des rayons utiles r_u/R_u :	k	

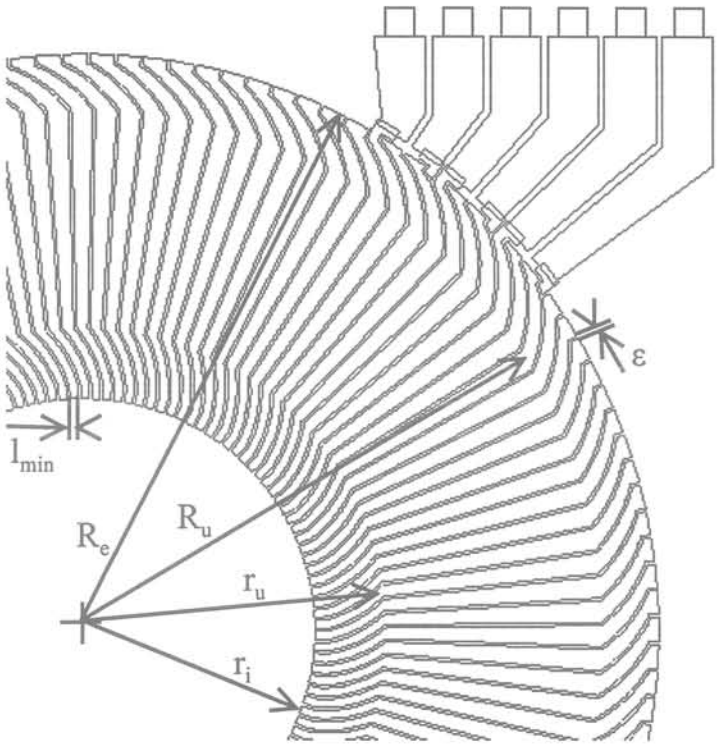


Fig. II.16 : Explicitations de quelques paramètres du bobinage

Magnétisme :

Champ maximum au niveau des conducteurs :	B_m	[T]
Polarisation des aimants :	J	[T]

Electricité :

Paramètres du schéma équivalent par phase :	R, V, E, I	[Ω,V,V,A]
Constante de fém :	E_N	[V/(tr/mn)]
Densité de courant maximale :	δ	[A/mm²]
Puissance dissipée par effet Joule :	P_j	[W]
Fréquence d'alimentation :	f	[Hz]

Mécanique :

Puissance mécanique :	P_m	[W]
Couple :	C	[N.m]
Constante de couple :	C_i	[N.m/A]
Vitesse de rotation :	N, Ω	[tr/mn, rad/s]
Rendement :	η	[%]

II.3.2.3. Force électromotrice

Reprenons la formule [II.2] qui donne la fém par phase du démonstrateur pour obtenir la constante de fém :

$$E_N = \frac{n.\pi}{30.\sqrt{2}}.B_m.l.r \qquad [II.5]$$

Dans cette formule n est le nombre de conducteurs par phase, soit 3.m.p. B_m est proportionnel à J. La longueur utile l d'un conducteur est proportionnelle à R_u, de même que le rayon moyen r du bobinage utile. On peut donc réécrire la formule sous la forme :

$$E_N = C_{te}.J.m.p.R_u{}^2 \qquad [II.6]$$

Il restera à intégrer dans cette formule le facteur k. Ceci sera fait sur C_i qui peut être obtenu par un raisonnement similaire (Cf. II.21). Mais on reprendra directement l'équation [II.4] à l'envers :

$$E_N = \frac{\pi}{90}C_i \qquad [II.7]$$

II.3.2.4. Equations du modèle

Géométrie : Les rapports entre les rayons caractéristiques ont été déterminés lors de la conception des bobinages (Cf. II.4.2), sauf k qui fait l'objet d'une optimisation spécifique :

$$r_u = k.R_u \qquad [II.8]$$

$$r_i = 0,7.r_u \qquad [II.9]$$

$$R_e = 1,16.R_u \qquad [II.10]$$

Le conducteur est le plus étroit en son plus petit rayon (Cf. Fig. II.17) :

$$l_{min} = \frac{2.\pi}{3.m.p}.r_i - \varepsilon \qquad [II.11]$$

Electricité : R est exprimée en fonction des caractéristiques géométriques du bobinage, avec $\rho_{Cu} = 0,02\ \Omega.(mm^2/m)$:

$$R = \rho_{Cu}\frac{6m^2p^2}{2\pi.ep}\left(\ln\frac{R_u}{r_u - \frac{3mp}{2.\pi}.\varepsilon} + \frac{3}{2.R_u}.\sqrt{R_u{}^2 + R_e{}^2 - 2.R_uR_e.\cos\frac{\pi}{2p}} + \frac{\sqrt{r_u{}^2 + r_i{}^2 - 2r_ur_i.\cos\frac{\pi}{2.p}}}{r_i - \frac{3mp}{2\pi}\varepsilon}\right) \qquad [II.12]$$

Le 1er terme en ln représente la résistance des parties dites utiles en forme de trapèze. Les 2 autres termes sont les résistances des têtes de bobines extérieures et intérieures qui ont été approximées par les segments.

La constante de fém est proportionnelle à la constante de couple (Cf. [II.7]) :

$$E_N = 0{,}035.C_i \qquad [II.13]$$

La fém est le produit de la constante de fém par la vitesse de rotation :

$$E = E_N.N \qquad [II.14]$$

V, P_m, P_j, et η sont déduits du schéma équivalent par phase (Cf. Fig. II.12) :

$$V = R.I + E \qquad [II.15]$$

$$P_m = 3.E.I \qquad [II.16]$$

$$P_j = 3.R.I^2 \qquad [II.17]$$

$$\eta = \frac{P_m}{P_m + P_j}.100 \qquad [II.18]$$

La densité de courant maximum est obtenue en l_{min} :

$$\delta = \frac{i}{l_{min}.ep} \qquad [II.19]$$

La fréquence est liée à la vitesse de rotation par le nombre de paires de pôles :

$$f = \frac{p.N}{60} \qquad [II.20]$$

Mécanique : C_i est déduit de la constante de fém. La constante de proportionnalité vient de l'application de la formule [II.6] au démonstrateur. Cette formule [II.6] était valable pour un rapport de forme du bobinage fixe, d'où le facteur $(1-k^2)$ issu de l'intégration du facteur k dans le calcul du couple :

$$C_i = 7{,}2.10^{-7}.J.m.p.(1-k^2).R_u^2 \qquad [II.21]$$

Le couple est le produit de la constante de couple par le courant pour un angle de 90° électriques (Cf. II.2.4.6.) :

$$C = C_i.I \qquad [II.22]$$

La puissance est le produit du couple par la fréquence de rotation :

$$P_m = C.\Omega \qquad [II.23]$$

La fréquence et la vitesse de rotation sont liées :

$$\Omega = \frac{\pi}{30}.N \qquad [II.24]$$

Regardons la signification globale de ces équations. Nous pouvons dissocier les contributions du stator et du rotor aux performances mécaniques. Nous constatons en effet que la constante de couple dépend du champ rotorique, donc essentiellement de la caractéristique des aimants et de la valeur de l'entrefer, ainsi que de la taille du moteur. Pour obtenir le couple, il faut multiplier cette constante par le nombre d'ampères-tours, c'est à dire le courant fois le nombre total de conducteurs. Ce courant est limité par la

thermique et donc la technologie, ou éventuellement par une contrainte de rendement : nous avons intérêt à avoir une épaisseur de conducteurs la plus grande possible afin de minimiser la résistance et donc les pertes.

Ensuite et classiquement, ce sont le courant et l'angle de déphasage électrique qui déterminent le couple, et si on augmente la tension à courant et déphasage constants c'est la vitesse qui doit augmenter.

II.3.2.5. Conclusion

Nous avons construit un modèle de moteur synchrone planaire à aimants. Il relie toutes ses caractéristiques géométriques et physiques à ses caractéristiques électriques et mécaniques.

II.3.3. Dimensionnement sous contraintes

II.3.3.1. Introduction

Nous allons résoudre le système d'équations caractérisant le micromoteur avec le solveur PASCOSMA. Il permet, soit simplement de résoudre le système direct et de trouver les performances du moteur à partir de sa géométrie, soit de partir d'un cahier des charges de performances et d'optimiser la géométrie permettant de les obtenir tout en gérant les contraintes de conception.

II.3.3.2. Contraintes de résolution

Le système comporte 18 équations pour 25 paramètres. Cependant une sous-partie du système est hyperstatique, en effet la puissance est exprimée de 2 façons par [II.23] et [II.16]. Nous avons choisi de supprimer l'équation [II.23] dans la résolution, il en reste donc 17. Certaines équations sont triviales, certains paramètres sont directement fixés par les contraintes technologiques.

La résolution du système se fait par minimisation d'une fonction objectif f_{ob}. En incluant 2 paramètres c_η et c_{pm} dans cette fonction, on pourra dimensionner le moteur afin de maximiser son rendement en prenant $c_\eta = 1$ et $c_{pm} = 0$, ou alors afin de maximiser la puissance surfacique avec $c_\eta = 0$ et $c_{pm} = 1$.

$$f_{ob} = \frac{c_\eta}{\eta} + c_{pm} \cdot \frac{R_u{}^2}{P_m} \qquad [II.25]$$

Nous avons effectué les calculs avec des aimants de polarisation J = 1 T.

Les contraintes technologiques sur la fabrication des stators donnent une épaisseur de conducteur ep = 20 µm et une valeur d'interspire ε = 10 ou 20 µm.

Dans des dispositifs de petite dimension nous pouvons atteindre des densités de courant très importantes. Sans connaître précisément les caractéristiques thermiques des

stators, et à la lumière d'essais réalisés sur des conducteurs de tailles similaires intégrés sur Si, nous avons fixé lors de la conception $\delta < 1000$ A/mm². Une étude thermique sommaire a été menée ultérieurement (Cf. II.5.2).

De plus, dans le souci de rester compatible avec l'électronique standard nous nous sommes fixé V < 12 V et I < 0,3 A pour les moteurs Φ 3 et Φ 5 mm et I < 0,5 A pour les Φ 8 mm.

Pour avoir une idée de la vitesse maximum théoriquement admissible, nous pouvons regarder ce que donne la formule qui donne la vitesse à éclatement d'un cylindre de SmCo plein (On prendra K = 0,41 pour cette géométrie) de diamètre Ra = 8 mm, de résistance à la traction σ de l'ordre de 15 MPa et de masse volumique μ de l'ordre de 9000 kg/m³ :

$$\Omega_{max} = \frac{1}{K}.\frac{\sigma}{Ra^2.\mu} = 60 \text{ Mtr/mn} \qquad [II.26]$$

Cette vitesse est inaccessible. Les limites seront en fait fixées par la résistance de l'air et les frottements dans les paliers. Nous avons donc défini, d'après ce que nous avons pu couramment observer dans la bibliographie (Cf. I), des vitesses nominales de 100 000 tr/mn pour les moteurs Φ 3 mm et 50 000 tr/mn pour les Φ 5 et Φ 8 mm.

II.3.3.3. Types de micromoteurs retenus et performances

Nous avons conduit des optimisations sur le rendement et la puissance surfacique. Nous avons ainsi travaillé sur le courant, la constante de couple, le nombre de conducteurs, le rapport de forme du bobinage.

Nous avons choisi de retenir 9 types de moteurs qui se répartissent en 3 dimensions ϕ 3, 5 et 8 mm. Nous avons adopté une nomenclature pour les distinguer : leur nom commence par la lettre M, accolée à un chiffre représentant leur diamètre ϕ (mm), et plus loin 2 autres nombres représentant p et m. Ainsi, M8-153 est un moteur ϕ 8 mm à 15 paires de pôles et 3 conducteurs par pôle par phase et par couche.

Type	M3-84	M3-123	M3-125	M5-83	M5-123	M5-126	M8-84	M8-153	M8-154
R_u (mm)	1,25		1,35	2,1	2,2	2,25	3,5	3,6	
r_u (mm)	0,8		0,9	1,2			2	2,1	
ε (μm)	20	10		20		10	20		
V (V)	0,95	0,8	2,6	0,7	1,5	3,6	1,4	2,3	4,3
I (A)	0,3			0,5		0,3	0,5		
δ (A/mm²)	900	665	1350	470	805	930	350	530	830
C (μN.m)	**6,4**	**7,2**	**14**	**26**	**44**	**53**	**95**	**142**	**189**
C_i (μN.m/A)	21,3	24	46,7	52	88	106	190	284	378
N (tr/mn)	100 000			50 000					
P_m (mW)	67	75	145	135	225	280	500	710	950
η (%)	7,8	10,4	6,3	12	9,7	8,6	24	21	15

Tab. II.17 : Caractéristiques des différents types de micromoteurs pour un stator

D'une manière générale, un grand nombre de paires de pôles est favorable, malgré les contraintes de fabrication que cela engendre.

L'optimisation sur le facteur de bobinage est un compromis entre le gain de couple par extension du bobinage vers l'intérieur, et l'augmentation de la résistance que cela engendre.

Avoir un fort couple et un bon rendement est un peu antagoniste. En effet, un fort couple signifie beaucoup d'ampères tours, donc soit un courant important, soit beaucoup de conducteurs avec une résistance accrue, ce qui entraîne dans les 2 cas une augmentation des pertes Joule.

Les couples obtenus sont très intéressants. Les rendements restent généralement faibles par rapport aux valeurs de machines classiques macroscopiques, mais sont quand même tout à fait respectables si on les compare aux autres micromoteurs décrits dans la littérature.

Nous pouvons également comparer les performances des moteurs avec la même alimentation. Nous avons fait cette étude pour les moteurs M8 alimentés par 0,5 A et 5 V :

Type	C (µN.m)	N (tr/mn)	P_m (W)	η (%)
M8-84	95	590 000	5,9	78
M8-153	140	325 000	4,8	63
M8-154	190	105 000	2,1	28

Tab. II.18 : Comparaison des performances des moteurs M8 pour un stator

Le M8-84 est le moins performant en terme de couple mais le plus performant en terme de puissance mécanique et de rendement : on retrouve l'antagonisme couple vs rendement.

Nous constatons que le rendement s'améliore quand la vitesse augmente et atteint des valeurs intéressantes. En effet, à courant et donc couple constant, l'augmentation de la tension fait augmenter la vitesse, soit la puissance mécanique mais pas les pertes Joule.

II.3.3.4. Conclusion

L'utilisation du logiciel PASCOSMA a permis de résoudre le système d'équation et de dimensionner 9 micromoteurs différents déclinés en 3 dimensions. Les performances simulées sont très intéressantes.

II.3.4. Conclusion

A partir de notre modèle obtenu par réduction du démonstrateur, nous avons défini les caractéristiques géométriques qui nous semblaient donner les meilleures performances mécaniques. Nous allons par la suite nous appuyer sur ces caractéristiques pour concevoir de manière précise les différents éléments du moteur.

II.4. Stator

II.4.1. Introduction

Après avoir défini globalement les moteurs, il faut concevoir de manière plus approfondie ce que seront concrètement les différentes parties du moteur. Nous commençons par le stator et son bobinage. Nous verrons d'abord comment il est constitué. Puis nous simulerons de manière analytique le champ statorique.

II.4.2. Conception du bobinage

II.4.2.1. Introduction

Comme nous l'avons vu, le bobinage est directement inspiré des rotors de MCC disques de type AXEM (Cf. Fig. II.1). Cependant, il fallait prévoir un outil permettant de dessiner des bobinages pour différentes tailles et différentes valeurs de m et p. De plus, il a fallu chercher une technique pour obtenir une configuration de bobinage sans avoir de déséquilibre entre le nombre de conducteurs des différents pôles.

II.4.2.2. Principe du bobinage

Le bobinage est triphasé à 2 couches, y compris pour les têtes de bobines. Les différents types de bobinages possibles sont les enroulements imbriqués ou ondulés, en bobines ou en sections, par pôle ou par pôles conséquents [KOS 69] [SEG 94]. Dans notre cas les sections ou bobines ne comportent qu'une seule spire. L' enroulement obtenu à partir des rotors disque de type AXEM est ondulé en sections par pôles conséquents, c'est celui que nous avons choisi. Un enroulement imbriqué aurait nécessité des connexions extérieures entre les sections qui auraient empiété sur la surface créatrice de couple. De même un enroulement en bobines aurait nécessité des têtes de bobines plus volumineuses.

Une phase est ainsi constituée de m fois le parcours d'une sorte de trèfle à p feuilles. Le conducteur passe d'une couche à l'autre par l'intermédiaire de vias, qui sont regroupés en 2 couronnes bordant l'intérieur et l'extérieur du bobinage. Une spire doit faire un peu plus de 360° afin de venir se poursuivre par le conducteur voisin. Ce parcours supplémentaire se fait dans la zone encadrée par les entrées et sorties du bobinage, où les têtes de bobines extérieures sont ainsi plus grandes. Cette méthode remplace ce qui était fait de manière élégante mais déséquilibrante avec un nombre de conducteurs par pôle non constant dans le rotor AXEM utilisé dans le démonstrateur.

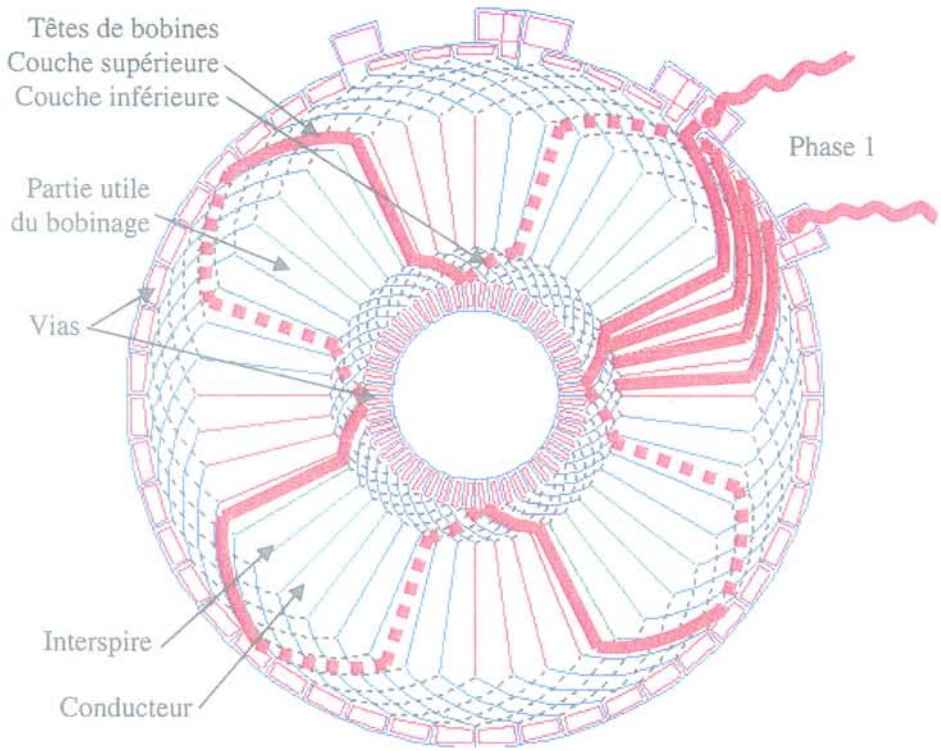


Fig. II.19 : Schéma du bobinage pour m = p = 4

Théoriquement, la courbe qui permet de faire des têtes de bobines avec des largeurs de conducteurs constantes est la développante de cercle. Son équation est complexe. Nous avons trouvé que, l'angle à parcourir étant faible, nous pouvions obtenir un résultat similaire avec des portions de cercle.

Six contacts de sortie sont disponibles, ce qui permet de disposer du neutre et donne la possibilité de mesurer par exemple la fém par phase en vue de la commande.

II.4.2.3. Masques du bobinage

Nous avons développé un programme sous MATLAB qui permet de tracer les bobinages (Son processus est décrit en annexe). Le choix des différents rayons et de la courbure des têtes de bobines s'est fait par appréciation visuelle, et par calcul des densités de courants maximales obtenues dans le bobinage.

Fig. II.20 : 1ère couche de conducteurs

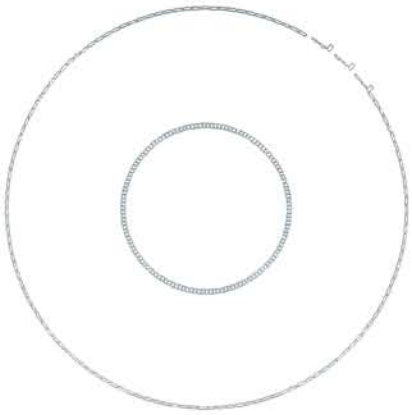


Fig. II.21 : Vias

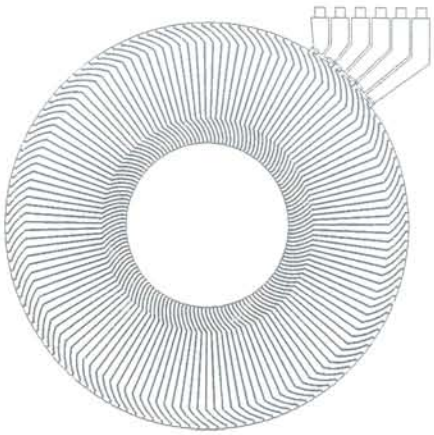


Fig. II.22 : 2ème couche de conducteurs

II.4.2.4. Conclusion

Nous avons réalisé un outil qui a permis de concevoir et représenter les bobinages des micromoteurs. Ce sont les sorties de ce programme sous fichiers .txt qui ont été directement utilisées au LETI dans le logiciel de génération des masques.

II.4.3. Simulation du champ tournant

II.4.3.1. Introduction

Les simulations sont réalisées à l'aide de MATHCAD. Elles reposent sur la formule de Biot et Savart. Nous allons étudier successivement le champ créé par le corps du bobinage, la contribution des têtes de bobines, et l'inductance du bobinage.

II.4.3.2. Calcul du champ créé par le corps du bobinage

Nous avons assimilé pour ces calculs les parties utiles des pôles statoriques à des nappes de courant, parcourues par un système de courants triphasés.

Pour un conducteur porté par un rayon, positionné angulairement par α, et parcouru par un courant I, la composante verticale Bcz du champ créé au point M repéré par ses coordonnées cylindriques (r,θ,z) vaut :

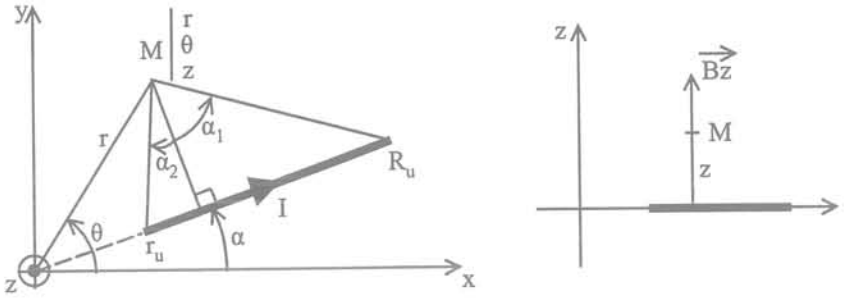


Fig. II.23 : Fil fini

$$Bcz(M) = \frac{\mu_0 I}{4\pi}(\sin\alpha_2 - \sin\alpha_1)\frac{r.\sin(\theta-\alpha)}{r^2.\sin^2(\theta-\alpha)+z^2} \qquad [II.27]$$

Après intégration sur les conducteurs élémentaires repérés par leur position angulaire γ on obtient la composante verticale Bnz du champ créé par une nappe de courant d'ouverture Φ_n parcourue par un courant de densité angulaire σ :

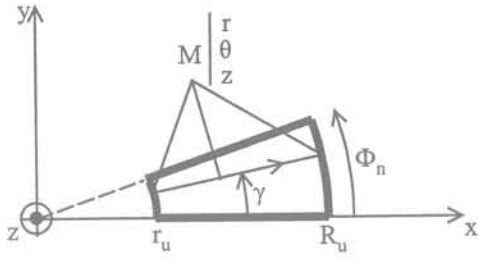


Fig. II.24 : Nappe finie

$$Bnz(M) = \frac{\mu_0.\sigma}{4\pi}\int_0^{\Phi_n}[\sin\alpha_2(\gamma) - \sin\alpha_1(\gamma)]\frac{r.\sin(\theta-\gamma)}{r^2.\sin^2(\theta-\gamma)+z^2}d\gamma \qquad [II.28]$$

En ajoutant les contributions de tous les pôles, en tenant compte du système triphasé de courants avec I qui est alors la valeur efficace du courant, on obtient successivement le champ pour une phase Bpz et le champ total Bz :

$$Bpz(M) = \sum_{i=0}^{p-1}\left[Bnz\left(r,\theta-\frac{2i\pi}{p},z\right) - Bnz\left(r,\theta-\frac{2(i+1)\pi}{p},z\right)\right] \qquad [II.29]$$

$$Bz(M) = \sum_{j=0}^{2} Bpz\left(r,\theta-\frac{2j\pi}{3p},z\right).\sqrt{2}.\cos\left(\omega t-\frac{2k\pi}{3}\right) \qquad [II.30]$$

L'observation spatiale du champ créé à rayon constant nous permet de vérifier qu'il est proche d'une sinusoïde. L'ajout d'une dimension temporelle nous montre la rotation d'une onde de champ dont la forme est globalement invariante.

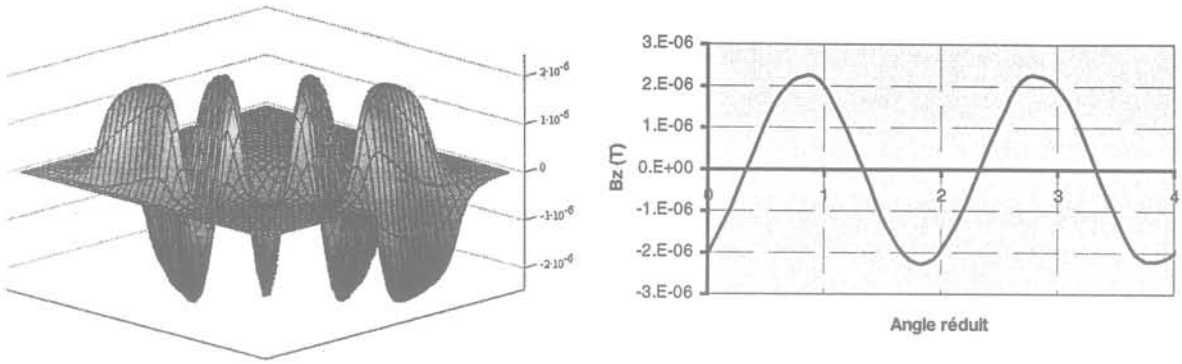


Fig. II.25 : Vue en 3D et courbe pour le rayon milieu du champ créé à 100 µm sans les têtes de bobines pour p = 15 et I = 0,5 A

II.4.3.3. Contribution des têtes de bobines

Nous avons ensuite observé les contributions des têtes de bobines. Pour cela nous les avons approximées par des segments. Ces segments ne sont plus portés par des rayons. La formule précédente donnant Bcz n'est donc plus applicable, et il faut utiliser la formule générale donnant la composante verticale Bsz du champ créé par un segment quelconque parcouru par un courant I, en coordonnées polaires :

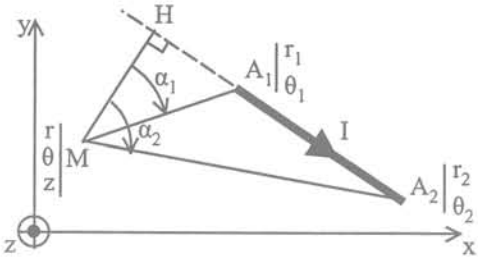


Fig. II.26 : Fil fini quelconque

$$Bsz(M,r_1,\theta_1,r_2,\theta_2)=\frac{\mu_0 I}{4\pi}\frac{\overrightarrow{MH}\wedge\overrightarrow{A_1A_2}}{MH^2.A_1A_2^{\,2}}\bullet\vec{z}.\left(\frac{\overrightarrow{HA_2}}{MA_2}+\frac{\overrightarrow{A_1H}}{MA_1}\right)\bullet\overrightarrow{A_1A_2} \qquad [II.31]$$

Pour les têtes de bobines extérieures, avec Φ_c l'angle entre 2 conducteurs on obtient en M(r,θ,z) les composantes du champ Btez pour une phase, et Bez pour l'ensemble des 3 phases :

$$Btez(M)=\sum_{j=0}^{p-1}\sum_{i=0}^{m-1}\left[\begin{array}{l}Bsz\left[M,R_u,\left(i+\frac{1}{2}\right)\Phi_c+2j\frac{\pi}{p},R_e,\left(i+\frac{1}{2}\right)\Phi_c+\left(2j+\frac{1}{2}\right)\frac{\pi}{p}\right]\\+Bsz\left[M,R_e,\left(i+\frac{1}{2}\right)\Phi_c+\left(2j+\frac{1}{2}\right)\frac{\pi}{p},R_u,\left(i+\frac{1}{2}\right)\Phi_c+(2j+1)\frac{\pi}{p}\right]\end{array}\right] \qquad [II.32]$$

$$Bez(M)=\sum_{k=0}^{2}Btez\left(r,\theta-\frac{2k\pi}{3p},z\right)\sqrt{2}.\cos\left(\omega t-\frac{2k\pi}{3}\right) \qquad [II.33]$$

Pour les têtes de bobines intérieures on a une formule similaire qui donne Biz.

Le calcul du champ total créé par le stator est alors la somme des contributions Bz des nappes modélisant la partie dite utile du bobinage, et Bez + Biz des segments modélisant les têtes de bobines intérieures et extérieures.

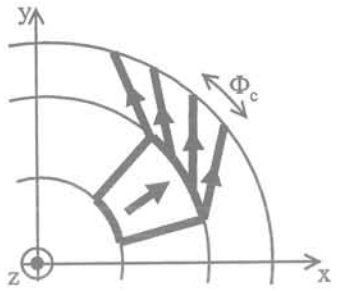


Fig. II.27 : Schéma de la modélisation du bobinage

L'observation du champ créé par les têtes de bobines montre qu'elles ont une contribution positive à la création du champ tournant. Le champ qu'elles créent est en effet en phase avec le champ créé par la partie utile des conducteurs, et elles prolongent ainsi l'onde de champ vers l'intérieur et vers l'extérieur. La contribution des têtes de bobines extérieures est particulièrement intéressante pour le couple moteur, puisque située dans la zone de plus grand rayon. Pour l'exploiter on aura intérêt à prévoir un rotor plus grand que seulement la partie utile des conducteurs.

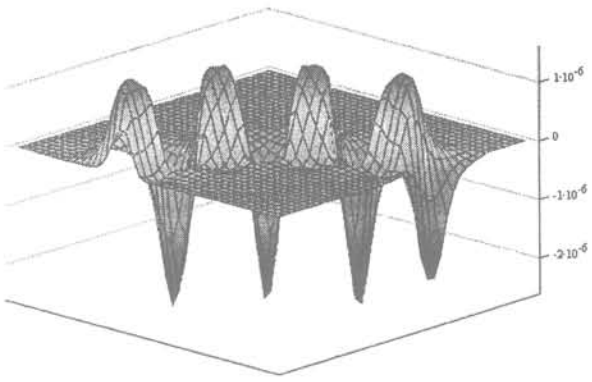


Fig. II.28 : Champ (T) créé par les têtes de bobines intérieures

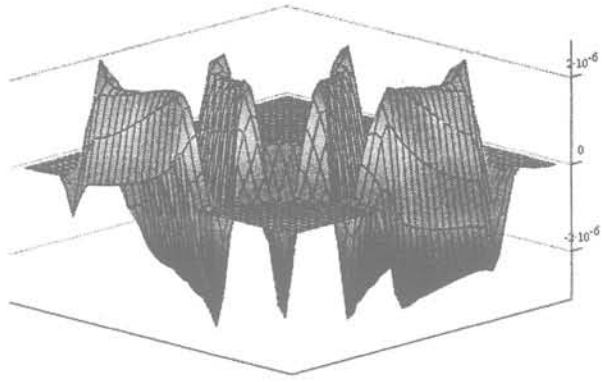


Fig. II.29 : Champ tournant total

Pour p = 15 et I = 0,5 A (n.b.: Echelles spatiales différentes)

II.4.3.4. Calcul de l'inductance

Nous avons calculé l'inductance des bobinages pour vérifier jusqu'à quelle fréquence la réactance correspondante est négligeable devant la résistance.

Le calcul est fait sous MATHCAD. L'inductance L d'un bobinage à n spires parcourues par un courant I est liée au flux Φ qu'elle crée elle-même dans chacune de ses spires par : $n.\Phi = L.I$. Dans notre cas, en se reportant à la Fig. II.19 nous voyons qu'une phase est constituée de m spires en forme de trèfle à p feuilles. Nous avons calculé l'inductance en supposant les conducteurs sans épaisseur, en supposant les m spires superposées les unes sur les autres, et en approximant les têtes de bobines par des segments pour le calcul du champ, et par des portions de spirales pour le calcul du flux

(D'équation polaire r (θ) = a + b.θ facile à utiliser pour le calcul de l'intégrale de surface). Le champ est calculé à partir de [II.27] et [II.31]. Le flux est l'intégrale du champ au niveau de la spire et sur toute sa surface.

Le tableau suivant présente les résultats obtenus pour l'inductance ainsi que la valeur de la fréquence de coupure f_c pour laquelle résistance et réactance sont égales (Cf. III.2.3.2. pour les valeurs des résistances) :

Type	M3-84	M5-83	M5-123	M8-84	M8-153	M8-154
L (µH)	0,25	0,17	0,23	0,32	0,26	0,47
f_c (MHz)	1,8	1,2	2,0	1,1	2,25	2,4

Tab. II.30 : Inductance et fréquence de coupure mécanique des différents bobinages

Nous vérifions l'hypothèse faite à partir du démonstrateur lors de l'édification du schéma équivalent par phase : la fréquence de coupure est très haute, elle correspond au minimum à une vitesse de rotation de 8 Mtr/mn !, donc l'inductance est négligeable à nos vitesses de travail.

II.4.3.5. Conclusion

Nous avons obtenu la forme du champ tournant statorique et observé sa rotation avec une alimentation par des courants triphasés. Nous avons constaté la contribution positive des têtes de bobines, et vérifié que l'inductance du bobinage est négligeable.

II.4.4. Conclusion

Nous avons conçu un outil permettant d'obtenir tous les paramètres définissant la géométrie du bobinage en vue de sa fabrication. Puis nous avons simulé le champ tournant, ce qui nous a permis d'obtenir des informations sur le fonctionnement magnétique du stator.

II.5. Rotor

II.5.1. Introduction

En face du stator, il nous faut des aimants au rotor, et comme nous l'avons vu dans l'état de l'art (Cf. I.4.3.) c'est un problème qui présente aussi des difficultés. Nous verrons ici les simulations que nous avons menées sur le rotor, ainsi que la méthode d'aimantation que nous avons choisie.

II.5.2. Conception du rotor

II.5.2.1. Schéma du rotor

La structure théorique du rotor est simple. C'est un disque qui présente p paires de pôles aimantées axialement. La zone aimantée est définie par les rayons r_a et R_a qui pourront être différents de r_u et R_u. On prendra $R_u = R_e$ pour profiter du champ créé par les têtes de bobines tout en restant dans l'encombrement maximum, et $r_u = r_a$ pour éviter d'avoir à aimanter des parties trop étroites qui ne produiraient pas beaucoup de couple.

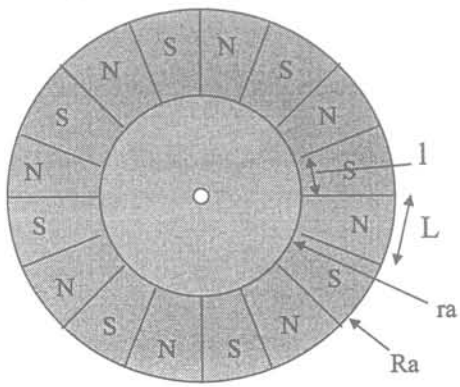


Fig. II.31 : Schéma du rotor

II.5.2.2. Choix du matériau

Nous avons vu que le couple est proportionnel à la polarisation magnétique du matériau. Il est donc intéressant de prendre des aimants aux terres rares, d'autant plus que vue la faible quantité nécessaire, le coût de la matière première n'est pas un élément important. Les aimants NdFeB présentent l'inconvénient d'être très oxydables. La partie oxydée n'étant plus aimantée et n'étant pas négligeable vue la faible épaisseur dont nous avons besoin (0,5 mm), ces matériaux voient leurs performances se dégrader et perdent leur intérêt : la figure II.32 montre la baisse de la polarisation mesurée sur une tranche de NdFeB de 0,5 mm usinée par électroérosion, par rapport à celle mesurée sur un échantillon massif. Les aimants au samarium-cobalt en revanche sont très résistants à l'oxydation et à la désaimantation.

C'est pourquoi nous avons choisi le RECOMA 25 d'UGIMAG [UGI]. C'est un Sm_1Co_5 de polarisation J = 1,0 T, qui nécessite 2000 kA/m de champ de saturation pour son aimantation.

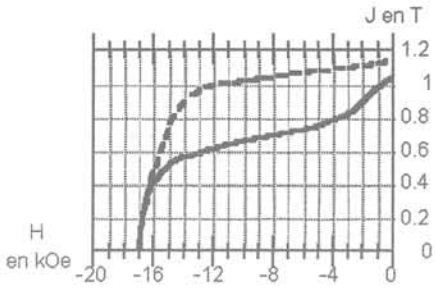


Fig. II.32 : Courbe de désaimantation :
Tirets : NdFeB massif
Continu : NdFeB, Φ 1 x 0,5 mm

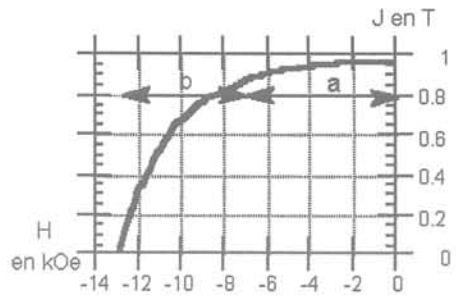


Fig. II.33 : Courbe de désaimantation RECOMA 28 de Φ 1 x 0,5 mm

II.5.2.3. Introduction

De la même manière que pour le bobinage, la conception des rotors s'est appuyée sur une série de calculs, qui ont également permis de remonter à la fém des moteurs, donc à leurs caractéristiques mécaniques, et de les comparer à celles obtenues initialement par réduction d'échelle.

II.5.2.4. Champ rotorique

Nous avons calculé le champ rotorique. Ici nous avons utilisé une formule analytique donnant le champ créé par un aimant en forme de secteur. Elle est obtenue à partir de l'intégration d'un modèle à densité de charge [AKO 84]. Pour un aimant d'épaisseur 2.c centré en z sur l'origine, dont la projection dans le plan (O,x,y) est un secteur délimité par les rayons r_a et R_a et les angles α_1 et α_2, la composante verticale Bpz du champ créé en M de coordonnées cylindriques (d, β, z) est :

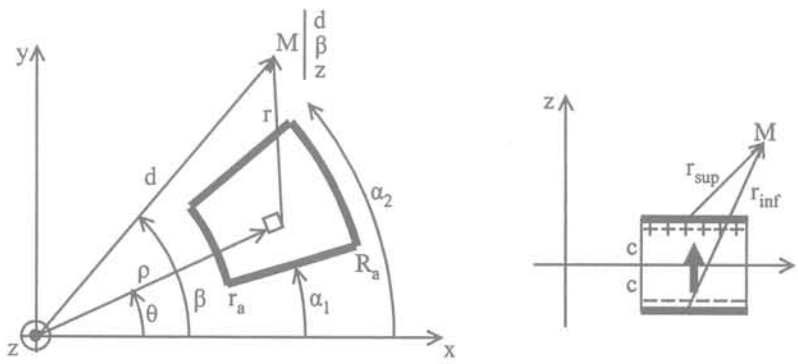


Fig. II.34 : Aimant en secteur

$$\vec{r}_{sup} = \begin{bmatrix} d.\cos(\beta) - \rho.\cos(\theta) \\ d.\sin(\beta) - \rho.\sin(\theta) \\ z - c \end{bmatrix} \qquad \vec{r}_{inf} = \begin{bmatrix} d.\cos(\beta) - \rho.\cos(\theta) \\ d.\sin(\beta) - \rho.\sin(\theta) \\ z + c \end{bmatrix}$$

$$Bpz(\alpha_1,\alpha_2,M)=\frac{J}{4\pi}\cdot\left(\int_{\alpha_1}^{\alpha_2}\int_{r_a}^{R_a}\frac{\rho.(z-c)}{\left|\vec{r}_{sup}\right|^3}d\rho.d\theta-\int_{\alpha_1}^{\alpha_2}\int_{r_a}^{R_a}\frac{\rho.(z+c)}{\left|\vec{r}_{inf}\right|^3}d\rho.d\theta\right) \qquad [II.34]$$

En sommant les contributions des p paires de pôles nous obtenons le champ total Bz créé par le rotor :

$$Bz(M)=\sum_{i=0}^{p-1}\left(Bpz\left(2.i\cdot\frac{\pi}{p},(2.i+1)\cdot\frac{\pi}{p},M\right)-Bpz\left((2.i+1)\cdot\frac{\pi}{p},2.(i+1)\cdot\frac{\pi}{p},M\right)\right) \qquad [II.35]$$

Dans le cas des moteurs Φ 8 mm à 15 paires de pôles, on obtient alors pour $R_a = R_u$ et $r_a = r_u$ le champ créé par un rotor de 0,5 mm d'épaisseur et constitué d'un matériau de polarisation 1 T.

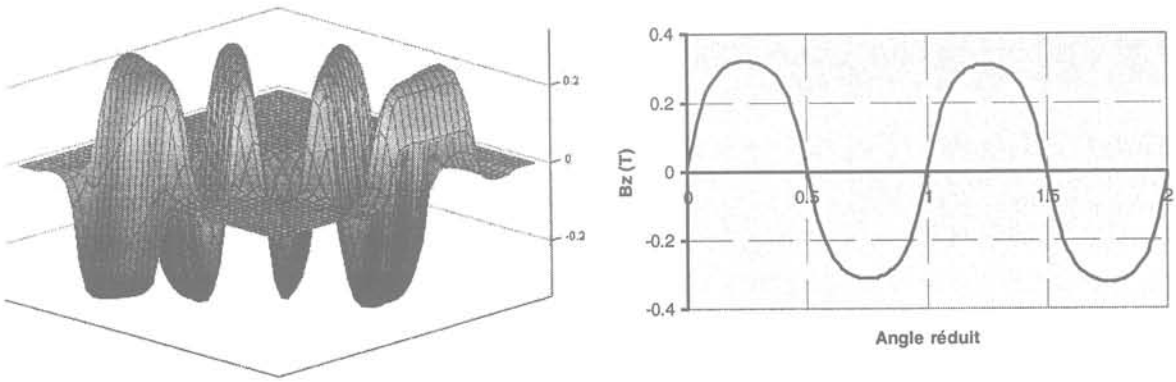


Fig. II.35 :Vue en perspective et courbe pour le rayon médian de la composante axiale du champ à 100 µm du rotor pour les moteurs M8-15x Valeur du maximum : Bm = 0,31 T

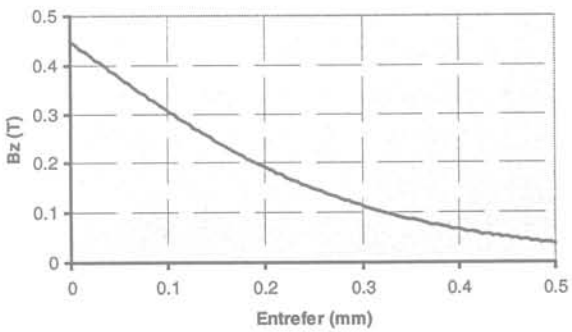


Fig. II.36 : Variation du maximum de champ Bm en fonction de l'entrefer, en face du centre de l'aimant, pour un structure déroulée

Le champ créé par le rotor est proche d'une sinusoïde. Il est stable radialement sur une large portion située en vis-à-vis de l'aimant. Le champ décroît rapidement avec la distance à l'aimant, et cette décroissance peut être considérée linéaire pour une petite variation de la distance, par exemple pour 2 conducteurs placés à x - Δx et x + Δx, ou alors l'ensemble d'un conducteur d'épaisseur ep << x.

II.5.2.5. Calcul de la fém

A partir du champ créé par les aimants il est intéressant de remonter à la fém induite dans le stator. Cela permet de confronter le calcul direct à celui obtenu avec

notre modèle obtenu par réduction d'échelle, en ce qui concerne les constantes de fém et de couple.

Dans ce calcul, nous ne prenons pas en compte les têtes de bobines, nous supposons que chaque conducteur est sans largeur, et nous négligeons les variations radiales du champ rotorique uniforme.

Pour un conducteur tournant à N = 1 tr/mn on obtient la fém réduite en V/(tr/mn) en utilisant le flux coupé avec le même raisonnement qui a conduit à [II.2] :

$$e_c = \int_{r_u}^{R_u} Bz\left(\frac{r_u + R_u}{2}\right).v(r).dr = \frac{\pi}{60}\left(R_u{}^2 - r_u{}^2\right).Bz\left(\frac{r_u + R_u}{2}\right) \qquad [II.36]$$

Pour l'ensemble d'une phase, les m conducteurs de chacun des 2p pôles sont en série. Pour un entrefer en et un déphasage électrique α on obtient la constante de fém :

$$E_N = \frac{\pi p}{30}\left(R_u{}^2 - r_u{}^2\right).\sum_{j=0}^{m-1} Bz\left(\frac{r_u + R_u}{2}, \alpha - \frac{\pi}{3p} + \frac{2\pi\left(j + \frac{1}{2}\right)}{3mp}, c + en\right) \qquad [II.37]$$

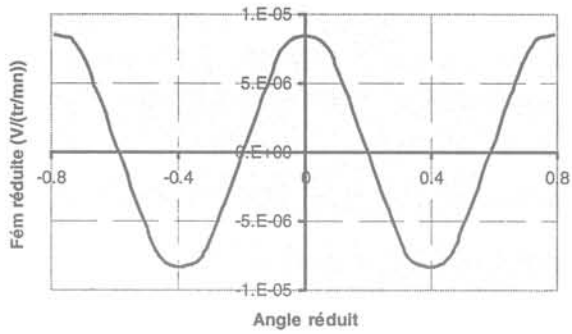


Fig. II.37 :
Evolution de la constante de fém

Nous constatons que l'évolution de la fém est proche d'une sinusoïde. Les valeurs de fém efficaces données Tab. II.38 sont obtenues en supposant que la fém est sinusoïdale en divisant le maximum par $\sqrt{2}$, et correspondent aux vitesses de rotation du Tab. II.17 à savoir 100 000 tr/mn et 50 000 tr/mn.

Type	M3-84	M3-123	M3-125	M5-83	M5-123	M5-126	M8-84	M8-153	M8-154
Réd. Ech.	75	84	152	90	150	330	330	410	650
Direct	50	40	80	79	120	250	300	420	560

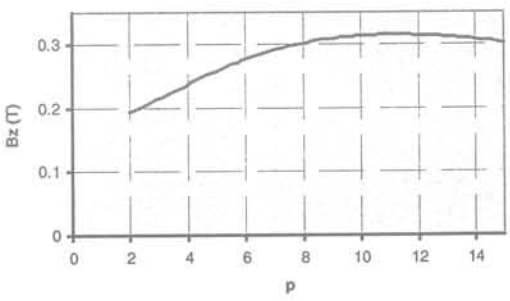
Tab. II.38 : Valeurs de la fém (mV)
pour le modèle obtenu par réduction d'échelle, et par calcul direct

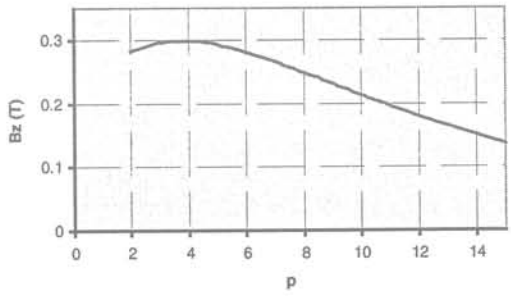
Nous pouvons constater que pour les moteurs M5 et M8 les valeurs trouvées par calcul direct et par le modèle obtenu par réduction d'échelle coïncident assez bien. Ce modèle par réduction d'échelle est apparemment assez optimiste puisqu'il surestime la fém de jusqu'à 20 %. Ceci nous paraît toutefois tout à fait acceptable, étant donné que les micromoteurs ne sont pas exactement l'image du démonstrateur. Si cela avait été le

cas nous aurions entre autres dû avoir des entrefers valant respectivement 110 µm, 70 µm et 20 µm pour les moteurs M8, M5 et M3 au lieu de 100 µm ; et l'épaisseur d'aimant 1,75 mm, 1,1 mm et 0,66 mm au lieu de 0,5 mm. Enfin, nous avons pris une polarisation de 1 T au lieu des 0,95 T du démonstrateur.

Nous nous attendons également à ce que la fém soit à peu prés proportionnelle au nombre de conducteurs. Ceci est encore vérifié pour les moteurs M5 et M8.

Nous nous apercevons en revanche qu'il y a une anomalie avec les moteurs M3-123 et M3-125. Pour expliquer cette anomalie nous avons étudié le champ maximum créé par des rotors de la même taille que M3-84 et M8-84 en fonction de leur nombre de paires de pôles avec [II.34].





Champ rotorique maximum à 100 µm en fonction du nombre de paires de pôles
Fig. II.39 : Pour les moteurs M8 *Fig. II.40 : Pour les moteurs M3*

Nous constatons que pour nos moteurs M8 à 8 et 15 paires de pôles le champ maximum est constant et proche à la fois du maximum et du champ dans le démonstrateur utilisé dans le modèle par réduction d'échelle (0,33 T). En revanche, pour les moteurs M3 nous constatons que nous sommes dans une zone où le champ décroît avec le nombre de paires de pôles et est inférieur aux 0,33 T, ce qui n'était pas prévu dans le modèle par réduction d'échelle.

Ceci nous montre ainsi que les moteurs M3 sont mal dimensionnés : il aurait été plus avantageux de prendre un nombre de pôles moins élevé. Nous aurions dû faire cette étude avant, mais au lieu de regarder l'évolution du champ en fonction du rapport de forme de l'aimant à épaisseur constante, nous l'avions fait à largeur constante, ce qui ne donne pas les mêmes enseignements.

Grâce à la proportionnalité entre la constante de fém et la constante de couple, nous pouvons finalement remonter au couple :

Type	M3-84	M3-123	M3-125	M5-83	M5-123	M5-126	M8-84	M8-153	M8-154
Réd. Ech.	6,4	7,2	14	26	44	53	95	142	189
De fém	5,2	3,4	7,3	23	35	40	86	145	163

Tab. II.41 : Valeurs du couple (µN.m)
pour le modèle par réduction d'échelle et par calcul à partir de la fém

Les différences relatives entre ce nouveau calcul et celui par réduction d'échelle sont bien sûr les mêmes que pour la fém. L'écart sera cependant certainement réduit par l'influence des têtes de bobines extérieures qu'on a vue positive.

II.5.2.6. Calcul direct du couple

Nous pouvons aussi calculer directement le couple créé par le micromoteur, en utilisant le champ créé par le rotor et la formule de Laplace sur les conducteurs statoriques. Cela nous permet de calculer le couple par une 3ème voie, et en outre d'étudier son évolution en fonction du déphasage électrique, ainsi que les oscillations du couple maximum obtenu pour un déphasage électrique de 90°.

Ce calcul est effectué avec les mêmes hypothèses que le calcul de la fém. Un conducteur parcouru par un courant i est soumis à :

$$C_c = \int_{r_u}^{R_u} i.Bz\left(\frac{r_u + R_u}{2}\right).r.dr = i.\left(\frac{R_u^{\,2} - r_u^{\,2}}{2}\right).Bz\left(\frac{r_u + R_u}{2}\right) \qquad [II.38]$$

Pour l'ensemble des conducteurs parcourus par un système de courants triphasés de valeur efficace I on obtient le couple en fonction du temps et du déphasage électrique α :

$$C(t,\alpha) = p\sqrt{2}.I\left(R_u^{\,2} - r_u^{\,2}\right)\sum_{k=0}^{2}\left[\sum_{j=0}^{m-1} Bz\left(\frac{r_u + R_u}{2}, \frac{\alpha}{p} + \frac{\omega t}{p} - \frac{(2k+1)\pi}{3p} + \frac{(2j+1)\pi}{3mp}, c + en\right)\right].\sin\left(\omega t - \frac{2k\pi}{3}\right) \qquad [II.39]$$

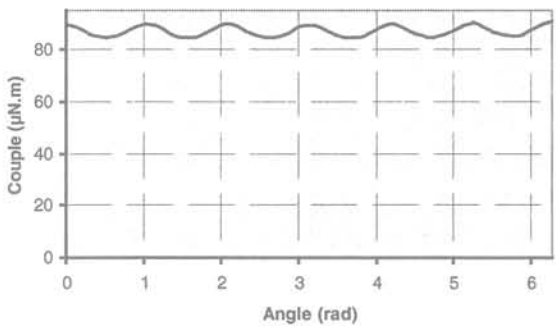


Fig. II.42 :
Ondulation du couple maximum pour le moteur M8-84 sur une période électrique toujours pour un stator

Le couple est compris entre 84,6 et 90,7 µN.m, ce qui fait une ondulation de 7 %. Il était attendu que l'ondulation serait faible étant donné que les champs statoriques et rotoriques sont presque sinusoïdaux.

Nous constatons également que la valeur 86 µN.m calculée précédemment se trouve bien dans la fourchette d'ondulation.

II.5.2.7. Conclusion

Après avoir obtenu les caractéristiques globales des moteurs par le modèle avec réduction d'échelle, nous avons simulé directement les rotors pour affiner la conception, connaître mieux son fonctionnement magnétique et les caractéristiques des moteurs, et confirmer la validité du modèle par réduction d'échelle.

II.5.3. Conception de l'aimanteur

II.5.3.1. Introduction

Nous avons donc choisi une structure multipolaire SmCo. Il faut maintenant l'aimanter (Cf. I.4.3.3.). Pour cela, il faut le soumettre au minimum à son champ de saturation, pendant une durée minimum de l'ordre de 20 ms. Cela se fait à l'aide de bobines parcourues par une impulsion de courant, qui pourra être de densité importante. Dans cette partie nous exposons les différentes solutions que nous avons envisagées, et nous nous attardons sur celle que nous avons choisie.

II.5.3.2. Techniques d'aimantation

Le champ magnétique est une grandeur caractéristique intensive. Cela signifie que pour aimanter un petit aimant, il faut le même champ que pour en aimanter un gros. Or pour créer ce champ d'aimantation nous ne disposons que de courants. Or d'après [I.10], pour créer un champ constant, un élément de courant doit voir sa densité de courant augmenter de manière inversement proportionnelle à sa taille. Abstraction faite des difficultés de fabrication engendrées par la miniaturisation, un aimanteur à petite échelle devra ainsi composer avec de fortes densités de courant.

Une façon de contourner le problème est de ne pas utiliser un matériau uniforme, qui n'oblige pas à aimanter les différents pôles séparément (Cf. Fig. I.23). La première solution envisagée utilise ce principe. Des tranches composites faites de secteurs alternativement composés 2 matériaux magnétiques de coercivités différentes pourraient être découpées dans un barreau composite multipolaire obtenu par assemblage mécanique à grande échelle puis extrudé. Cette technique sera peut-être possible dans l'avenir, mais nous l'avons abandonnée car elle complique trop la fabrication du matériau pour l'instant. Pour l'avenir également nous attendons beaucoup des dépôts d'aimants en couches épaisses (Cf. Fig. I.22).

En l'absence d'une solution accessible permettant de fabriquer un rotor en secteurs à coercivités étagées, il a fallu chercher des solutions d'aimantation pour un matériau uniforme. La 1ère de ces solutions envisagée utilise alors un rotor en tranche massive, aimanté par un méandre du type de celui de l'IMM (Cf. I.4.3.3.) sans matériau ferromagnétique et parcouru par une impulsion de courant. Il aurait par exemple pu être réalisé par électroérosion. C'est la version miniaturisée et simplifiée (Une seule spire par pôle) des aimanteurs de plus grande échelle.

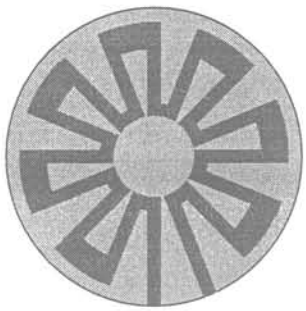


Fig. II.43 :
Vue de l'aimanteur en méandre
à 8 paires de pôles

Des simulations ont été conduites sous FLUX2D [FLU] pour voir quel courant est nécessaire dans une telle structure pour atteindre les 2000 kA/m soit 2,5 T nécessaires à l'aimantation des rotors, et voir l'allure des lignes de champ créées. L'aimant est positionné entre 2 circuits en méandres distants de 0,5 mm. La simulation est menée pour une structure déroulée supposée infinie de 1 m de profondeur. Les dimensions des secteurs d'aimant nous imposent la géométrie du méandre et sa largeur de conducteur maximale, fixée à 0,1 mm pour 2 mm de hauteur.

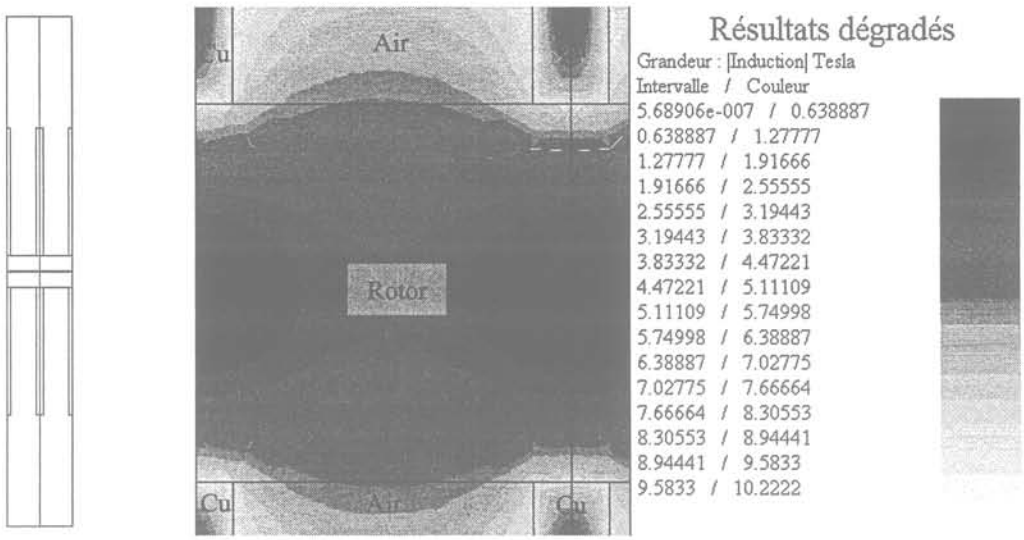


Fig. II.44 : Géométrie simulé (à gauche)
et vue de la cartographie de champ dans l'entrefer pour 30 000 A

Les lignes de champ sont assez loin de l'hypothèse d'une alternance de secteurs alternativement dans un sens et dans l'autre. Il faudrait au moins 30 000 A pour aimanter une partie satisfaisante du rotor, soit une densité de courant de 150 000 A/mm². Cette valeur est élevée, comme pressentie par la théorie de la réduction d'échelle, et même trop forte et non réaliste. Nous avons donc abandonné cette solution.

II.5.3.3. Conception de l'aimanteur

La solution que nous avons choisie est un aimanteur avec bobinage unique et noyau canalisateur de champ. Ce noyau permet de contourner le problème de la miniaturisation de la bobine : les bobines sont regroupées en une seule à l'extérieur de

la structure et donc affranchie de la contrainte de taille, et c'est le matériau magnétique qui est chargé de scinder le champ en pôles.

Le rotor SmCo est placé dans l'aimanteur et aimanté axialement : d'abord une moitié des pôles, puis les autres en sens inverse après décalage angulaire du rotor et inversion du courant pour former finalement les p paires de pôles.

L'aimanteur est une structure constituée de 2 moitiés identiques montées face à face. Chacune de ces pièces a p dents et contient une bobine qui produit les ampères-tours. La structure est en alliage fer-cobalt AFK 502 (49 % de Fe, 49 % de Co, 2 % de V) de Imphy Ugine précision [IMP] d'aimantation à saturation 2,38 T. La bobine pourra être de section aussi grande que nécessaire (Choisie à 25 mm²).

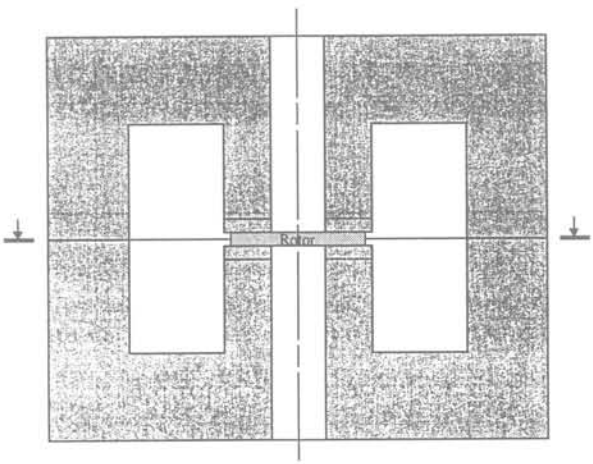


Fig. II.45 : Vue en coupe de l'aimanteur avec la rondelle de SmCo à aimanter

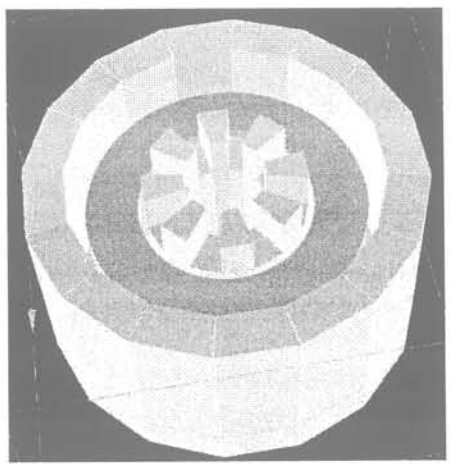


Fig. II.46 : Vue en 3D d'une moitié de l'aimanteur p = 8 avec sa bobine

II.5.3.4. Simulation de l'aimanteur

Nous avons mené des simulations pour déterminer la forme du champ dans l'entrefer ainsi que la valeur du courant nécessaire dans les bobines pour aimanter les rotors.

Ces simulations ont été conduites sous FLUX2D à partir d'une structure déroulée de profondeur infinie. Celle-ci est composée des 2 bobines, des 2 culasses de fermeture du circuit magnétique, et de 2 groupes de 3 dents séparés de 0,5 mm pour laisser place au rotor (Cf. Fig. II.47). Les dents font 1 mm de profondeur par 0,55 mm de largeur. Ce qui se passe sous la dent du milieu et sous les 2 entre-dents, s'approchant de ce qui se passerait dans un peigne qui aurait un nombre de dents infini, modélise la structure déroulée de l'aimanteur.

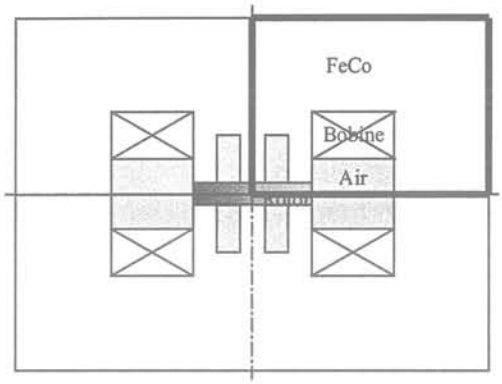


Fig. II.47 : Géométrie simulée

Dans un 1er temps l'aimantation des 1ers pôles est simulée. L'aimant étant non aimanté, il est alors magnétiquement équivalent au vide.

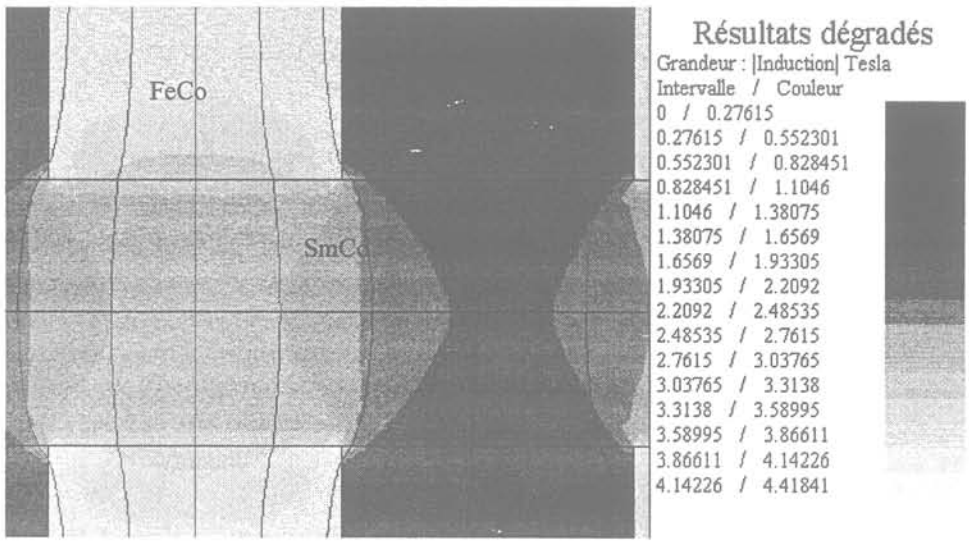


Fig. II.48 : Cartographie de champ dans l'entrefer pour 5000 A.tr

Nous voyons que nous atteignons les 2,5 T du champ à saturation dans l'aimant avec 5000 A.tr, ce qui fait une densité de courant de 100 A/mm² dans les 2 bobines. Cette densité de courant est acceptable pour de courtes périodes. Les lignes de champ sont assez verticales dans la continuité des dents. Pour arriver à ce résultat il faut saturer les dents à 3,8 T (!).

La 2ème étape consiste à aimanter les pôles complémentaires, après avoir décalé le rotor angulairement de la valeur correspondant à un pôle, et inversé le sens du courant. Dans la simulation nous avons considéré que les pôles déjà aimantés l'étaient parfaitement, et que les pôles non encore aimantés étaient équivalents à du vide. C'est sans doute la simplification principale de ces simulations.

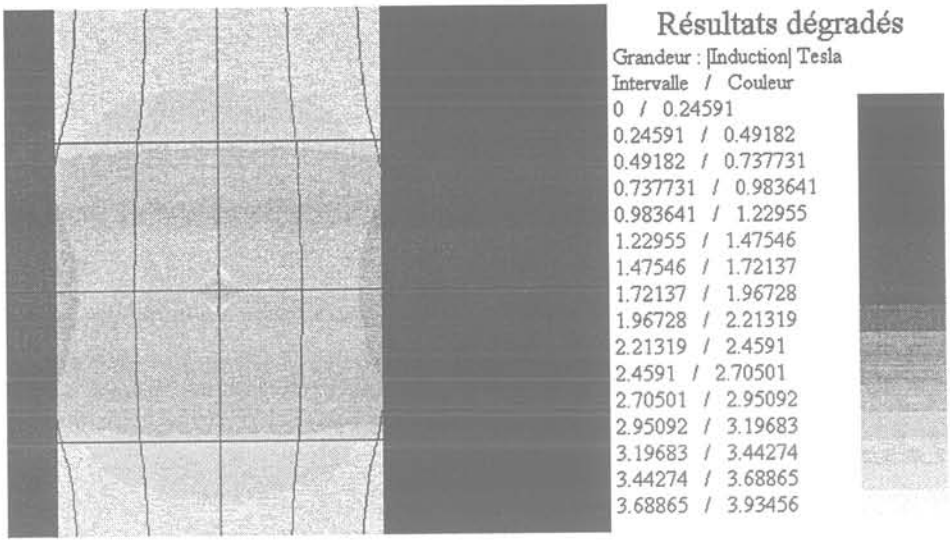


Fig. II.49 : Cartographie de champ dans l'entrefer pour 3500 A.tr avec la moitié des pôles aimantés

Les lignes de champ sont très nettement verticales. L'aimantation se fait à 3500 A.tr soit 70 A/mm² dans les bobines. Les dents saturent à 3,5 T. La frontière entre les pôles précédemment aimantés et les nouveaux et très nette, mais ceci est dû à notre simplification sur l'état du rotor avant cette étape.

II.5.3.5. Conclusion

Après investigation nous avons trouvé une technique d'aimantation qui nous apparaît satisfaisante, tant par le courant qu'elle nécessite que par la forme des lignes de champ qu'elle permet d'obtenir. Elle nécessite quand même la fabrication de pièces spécifiques miniaturisées. Bien que les courants nécessaires à l'aimantation soient connus, quelques essais d'aimantation devront probablement être conduits pour étudier l'équilibrage entre les pôles.

II.5.4. Conclusion

Nous avons conçu des rotors, composés entièrement d'aimant SmCo. Nous avons fait une série de simulations qui nous ont permis de connaître le fonctionnement magnétique du rotor, ainsi que de remonter à la fém et au couple du moteur et de tester ainsi la validité du modèle par réduction d'échelle utilisé pour la conception. Nous avons enfin conçu un outil pour l'aimanter. La conception des pièces actives du moteur est donc terminée.

II.6. Structure mécanique du micromoteur

Une fois les dimensions du moteur définies, et la conception de ses parties centrales terminée, il faut s'occuper de les assembler en concevant un boîtier support incluant un palier qui permettra d'assurer l'entrefer, et prévoir une connectique pour l'alimentation électrique.

Nous avons choisi de réaliser une structure de micromoteur à double stator (Cf. Fig. II.50). Cette structure en sandwich permet, soit de doubler le couple en moteur et la fém en générateur si les 2 stators sont couplés, soit de disposer d'un banc de test avec un stator fonctionnant en moteur et l'autre en générateur.

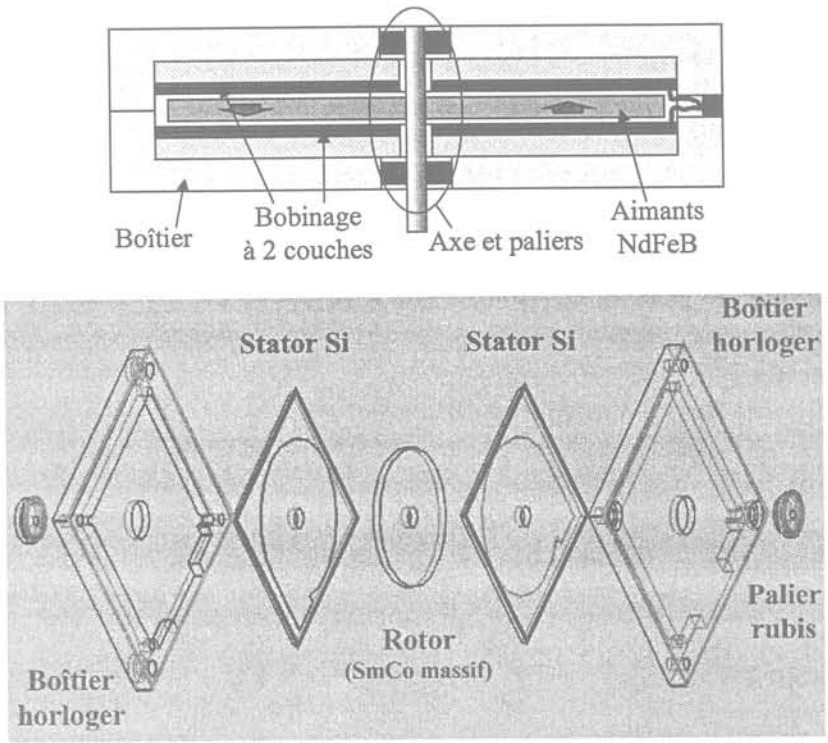


Fig. II.50 : Principe de la structure à double stator : vue en coupe et vue éclatée

Nous avons commencé à réfléchir à la structure mécanique des moteurs Φ 3 mm, mais pour des raisons de difficulté de réalisation nous nous sommes limités à la conception pour les moteurs Φ 8 mm. Cette structure faisant appel à des technologies classiques, elle est assez coûteuse, et implique un certain encombrement, acceptable par rapport au Φ 8 mm mais trop grand par rapport au Φ 3 mm. Nous pensons ainsi que pour les moteurs Φ 3 mm il serait plus judicieux de prévoir dans le futur d'utiliser pour l'ensemble du moteur comme pour le stator des technologies collectives. Par exemple, nous pourrions envisager une encapsulation du rotor, obtenu par dépôt d'aimants, par flip-chip de 2 stators en silicium.

Pour notre structure Φ 8 mm nous avons conçu des pièces à usiner par les techniques de mécanique de précision. Les stators sont placés chacun sur une platine. Ils viennent prendre appui contre 3 pions de positionnement. Ils sont fixés par quelques

points de colle qui viennent immobiliser son pourtour. Il est prévu des trous en face arrière des platines permettant de venir déposer une graisse qui améliorera le contact thermique entre le stator et la platine afin d'évacuer les pertes Joule du stator. Chauffée, cette graisse s'immiscera par capillarité sous toute la surface des stators.

Une entretoise est placée entre les 2 platines. Elle assure le positionnement des platines entre elles par l'intermédiaire de 2 pions, ainsi que la valeur de l'entrefer. L'ensemble est fixé par des vis. Remarque : cette entretoise est intégrée dans les platines dans les schémas de principe de la Fig. 50.

Des paliers sont positionnés dans les platines pour assurer le maintien de l'axe ainsi que le positionnement angulaire du rotor.

Au niveau de la connectique, 2 limandes terminées par des inserts rigides viennent prendre place sur les platines, à proximité des plots de contacts des rotors, auxquels elles sont reliées par 6 fils.

Enfin, un réducteur 1/60 est prévu optionnellement sur l'axe de sortie du moteur.

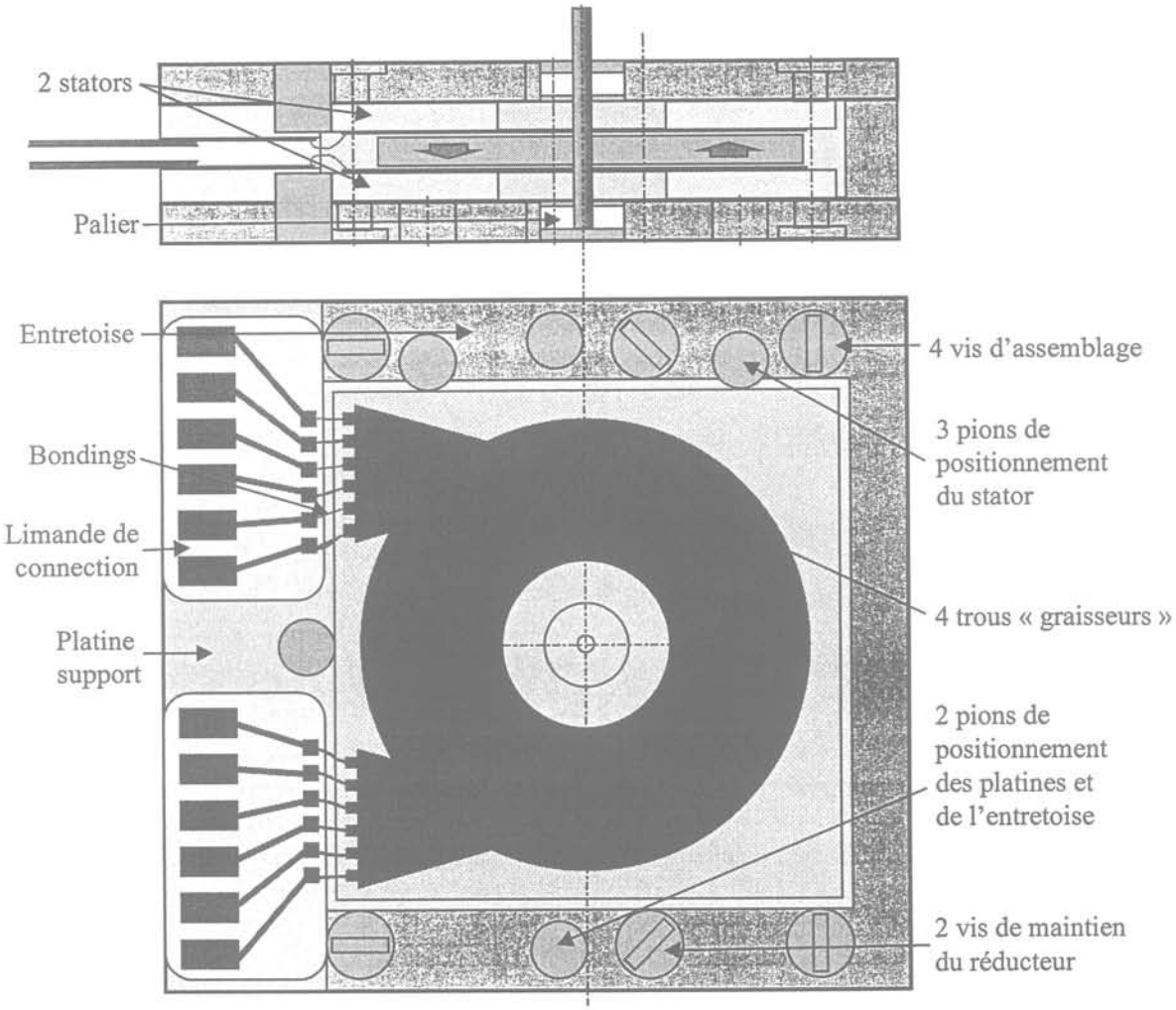


Fig. II.51 : Vues du micromoteur

L'ensemble du moteur dans son boîtier présente un encombrement de 12 x 13 mm^2 pour une épaisseur de 2,8 mm sans le réducteur.

Le positionnement angulaire de la rondelle d'aimant sur son axe et l'ensemble de la chaîne de cotes du montage permet de régler un entrefer à 100 µm.

II.7. Etude des pertes par courants induits et de l'échauffement

II.7.1. Introduction

Nous allons étudier dans cette partie 2 phénomènes que nous n'avons pas pris en compte dans le modèle de conception des moteurs. Il s'agit d'une part des courants de Foucault générés par le rotor dans les platines en laiton, et d'autre part de l'évaluation de l'élévation de température.

II.7.2. Pertes par courants de Foucault

Nous avons évalué les pertes induites dans le moteur par l'existence de champs variables dans des matériaux conducteurs.

Le champ statorique calculé au niveau des platines est plus petit que le champ rotorique dans un rapport 10^5, nous pouvons donc négliger ce champ variable devant celui créé par les aimants bien que les zones potentiellement affectées par les courants de Foucault (Silicium et laiton) soient plus proches. De plus, la résistivité du wafer en silicium est de l'ordre de 20 Ω.cm, et donc très grande devant celle du laiton qui vaut environ 7 µΩ.cm. Les pertes étant inversement proportionnelles à la résistivité, nous pourrons négliger les pertes dans le wafer silicium devant celles dans les platines en laiton bien que celles-ci soient soumises à des variations de champ d'amplitude plus faible.

Finalement nous avons donc estimé les pertes par courants de Foucault induites par le champ rotorique dans les platines en laiton. Pour cela nous avons utilisé le logiciel FLUX2D en magnétodynamique, avec une structure déroulée. Afin d'éviter le mouvement de pièces induisant un maillage mobile lourd à traiter, nous avons remplacé chaque paire de pôles en mouvement par un système de courants triphasé dans 3 spires produisant un champ équivalent, parcourues par un courant efficace de 220 A.

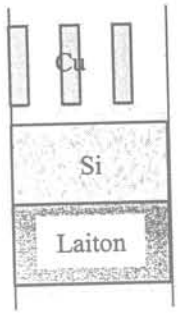


Fig. II.52 : Schéma FLUX2D pour l'étude des courants de Foucault

Nous obtenons alors des pertes qu'il suffit de ramener à nos structures au pro rata des surfaces concernées. Nous obtenons à 50 000 tr/mn et au régime nominal :

Types	M8-84	M8-153	M8-154
Pertes (mW)	65	230	230
Pourcentage de P_m	13 %	33 %	24 %
Chute de rendement	- 3 pts	- 7 pts	- 4 pts

Tab. II.53 : Pertes par courants induits

Les pertes sont proportionnelles au carré de la fréquence des courants induits, donc d'après [II.20] à $(p.N)^2$. Elles sont relativement importantes, il faudra donc à l'avenir bannir les matière conductrices pour la fabrication des platines.

II.7.3. Etude thermique

Classiquement, c'est la thermique qui va limiter les performances des moteurs. En effet, les couples maximum et nominal dépendent des courants maximum et nominal, qui sont eux-mêmes définis par les pertes et donc l'échauffement admissibles en régimes transitoire et permanent.

Nous avons voulu estimer l'échauffement au niveau des conducteurs en fonction du courant qui les parcourt. Pour cela nous avons modélisé notre problème sous la forme d'un empilement 1D et de son schéma électrique équivalent. Dans ce modèle statique 1D nous supposons que le flux de chaleur est exclusivement axial, et comme le moteur est symétrique nous supposons que l'espace intérieur du moteur est chaud et que la chaleur produite par chaque stator est évacuée à travers lui vers l'extérieur (Fig. II.54).

Dans un matériau de section S, d'épaisseur e, de conductivité thermique λ, traversé par une chaleur P, l'échauffement entre les 2 extrémités du matériau ΔT est obtenu par :

$$P = \lambda \frac{S}{e} \Delta T \qquad [II.40]$$

A l'interface entre ce même matériau et l'air, l'écart de température entre la surface du matériau et l'air est obtenu à l'aide du coefficient d'échange h :

$$P = h.S.\Delta T \qquad [II.41]$$

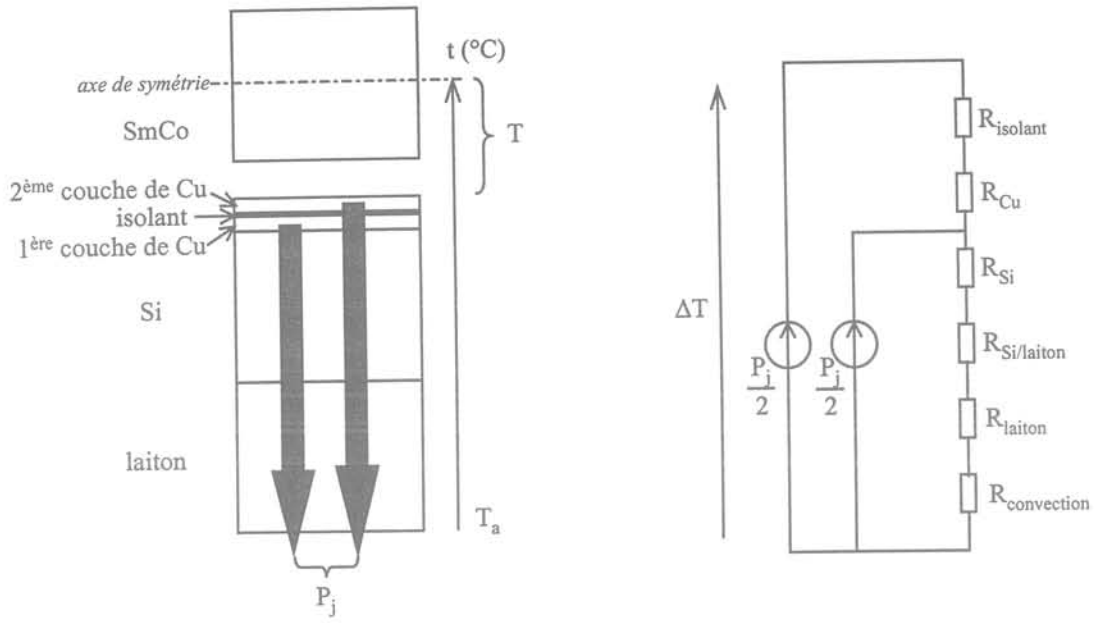


Fig. II.54 : Modèle thermique 1D et schéma électrique équivalent pour chaque ½ moteur

La résistance thermique laiton / air nommée $R_{convection}$ est mal connue. En effet, les valeurs proposées pour le coefficient d'échange en convection libre varient en fonction du matériau, de sa position, de sa surface... C'est quoi qu'il en soit cette résistance qui est de loin la plus importante. Nous pouvons donc simplifier le problème et ne garder plus que $R_{convection}$. Cela revient à dire que la température au niveau des conducteurs sera sensiblement la même que la température à la surface du laiton.

Par l'équation [II.41], avec h compris entre 6 et 13 W/(m².K) [EYG 97], S = 169 mm², et en utilisant l'équation [II.17] avec I = 0,5 A pour obtenir $P = P_j$, nous obtenons une élévation de température comprise entre 750 et 1600°C pour M8-84 et 2400 et 5300°C pour M8-154.

La valeur de courant 0,5 A est donc trop importante. Pour revenir à des augmentations de température de l'ordre de la centaine de degrés, on devra se limiter à 0,2 A pour le M8-84, 150 mA pour le M8-153, et 100 mA pour le M8-154.

Les densités de courant resteront quand même très importantes, atteignant plusieurs centaines de A/mm².

Bien sûr, cela doit nous entraîner à revoir à la baisse les valeurs de couple nominal, puisque celui-ci est proportionnel au courant.

M8-84	M8-153	M8-154
70	90	65

Tab. II.55 : Couple nominal pour le double stator (µN.m)

II.7.4. Conclusion

Les pertes par courants induits comme l'étude thermique nous amènent à revoir à la baisse les performances mécaniques des moteurs. Le problème des courants de Foucault est simple à résoudre, il suffit de prendre un matériau non conducteur à la place du laiton. Le problème thermique est plus délicat : les résistances thermiques ne sont pas précisément connues ni l'environnement d'utilisation futur des moteurs, or dans toute application ultérieure le moteur devra être fixé sur un support qui jouera un rôle important de radiateur, influant ainsi sur le courant et donc le couple nominaux. La conception des moteurs n'est pas remise en cause, mais nous aurions tout de même dû intégrer une équation simple de thermique dans le modèle global de conception des moteurs, qui aurait fait du courant un paramètre à optimiser et non arbitraire.

II.8. Conclusion

Nous avons construit rapidement un démonstrateur grande échelle sur lequel nous nous sommes appuyés pour élaborer un modèle analytique de moteurs synchrones planaires à aimants. Ce modèle nous a permis par réduction d'échelle de concevoir des structures de micromoteurs. Nous avons ensuite défini de manière précise ce que seraient leurs parties actives, et les avons simulées de manière directe pour mieux connaître leur fonctionnement et tester la validité du modèle analytique de conception. Une étude thermique simple montre que les valeurs de courant nominal choisies à priori étaient surévaluées, et nous a poussé à revoir à la baisse les performances théoriques des moteurs. Pour les moteurs M8, le couple nominal devrait quand même approcher les 100 µN.m.

Tout est prêt maintenant pour passer à la fabrication de prototypes.

Chapitre III

Fabrication et tests

III.1. Introduction

Le but final de notre travail est la réalisation d'un prototype de micromoteur. Donc, après toute l'étude de conception nous allons passer à la fabrication, puis au test.

C'est ce que nous décrivons dans ce chapitre, en étudiant successivement les différents éléments constituant le moteur, puis le moteur assemblé.

III.2. Stator

III.2.1. Introduction

Pour le stator nous avons travaillé avec l'équipe Composants Magnétiques Intégrés (CMI) du Département de Microtechnologies (DMITEC) du LETI-CEA, supervisée par Pierre GAUD.

Nous allons présenter dans cette partie le processus de fabrication des stators ainsi que les tests de caractérisation qui ont suivi.

III.2.2. Fabrication du stator

III.2.2.1. Introduction

Le stator a été conçu avec les contraintes de fabrication correspondant au processus de fabrication défini par Henri SIBUET. Nous avons transmis au LETI les fichiers de points définissant les masques, qui ont alors été définis complètement en DAO par Jean-Marc CLERC. La fabrication des masques a été sous-traitée à l'entreprise suisse PHOTRONICS S.A.. La fabrication a alors commencé dans les salles blanches du LETI.

III.2.2.2. Problématique

Mis à part le perçage et la découpe, toutes les étapes de fabrication ont été conduites en salles blanches, donc avec des technologies collectives. Le processus défini avec Henri SIBUET correspond au compromis qui a paru compatible entre nos demandes et les capacités technologiques actuelles, et utilise ainsi des étapes raisonnablement innovantes.

Le principal enjeu technologique concerne l'épaisseur des conducteurs à réaliser, de surcroît en 2 couches. Elle est voulue la plus grande possible afin de minimiser la résistance du bobinage et donc les pertes du moteur, et a été fixée à 20 µm. Le 2ème enjeu concerne l'épaisseur des interspires, voulus eux les plus minces possibles toujours pour minimiser la résistance, tout en devant assurer un isolement parfait entre les

conducteurs. Ils ont été fixés à 10 et 20 µm. La taille de nos puces est enfin inhabituellement grande : ce sont des stators nains, mais des puces géantes !

La structure composée d'une couche de conducteurs dans des caissons de silicium et d'une 2ème dans de la résine épaisse s'est révélée réalisable. Cependant, dans le cas de contraintes résiduelles destructrices dans les caissons, un 2ème processus avec les 2 couches en résine épaisse avait été prévu.

III.2.2.3. Processus de fabrication

La fabrication a été conduite dans les salles blanches du LETI, avec la participation notamment de Claire DIVOUX, Alain PERSICO, Louis CAMPILLO, Marie-Hélène VAUDAINE, et Christel LOCATELLI.

Le substrat est un wafer de silicium Φ 4'' (100 mm) de 525 µm d'épaisseur dopé au bore, sur lequel sont réparties 68 puces fonctionnelles.

M3-84	8	M5-83	5	M8-84	9
M3-123	8	M5-123	6	M8-153	9
M3-125	8	M5-126	6	M8-154	9

Tab. III.1 : Répartition des stators : nombre de motifs par type (Cf. II.1.3.3. pour la nomenclature)

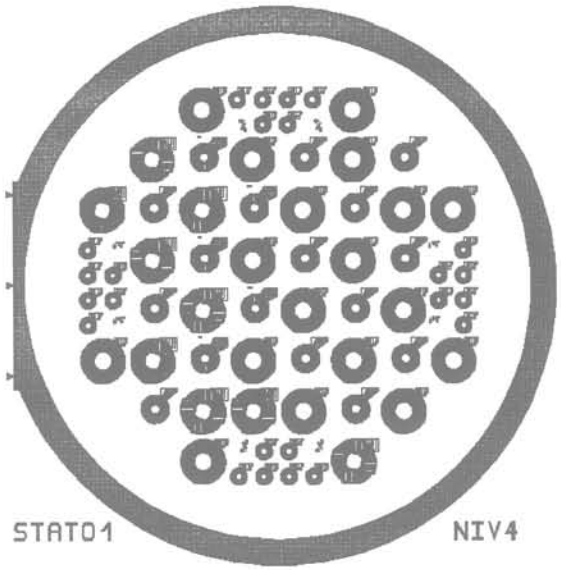


Fig. III.2 : Vue générale de la nappe

Nous décrivons dans la suite toute la séquence de fabrication des stators.

Le point de départ est le wafer en silicium :

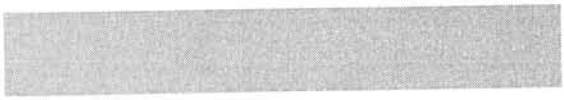


Fig. III.3 : Wafer Si

Pour graver les caissons dans le silicium il faut un masque intermédiaire de 1 µm de SiO_2. La 1ère étape est donc une oxydation thermique :

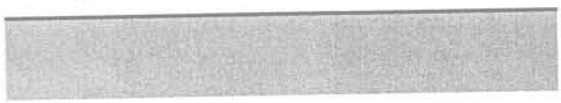


Fig. III.4 : Oxydation thermique

La gravure du SiO_2 nécessite elle-même un masque intermédiaire en résine. Il faut donc déposer une résine :

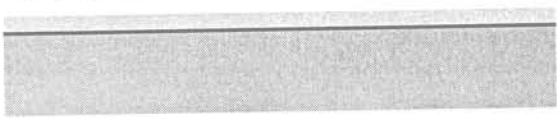


Fig. III.5 : Dépôt résine

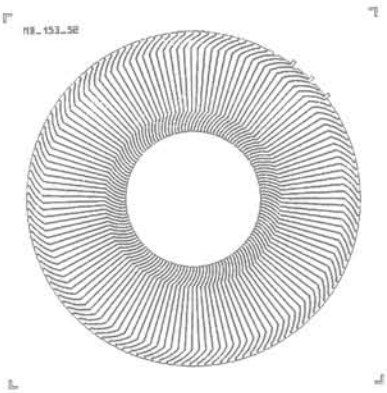


Fig. III.6 : Masque niveau 1

Le masque en chrome sur verre de niveau 1 peut alors être répliqué dans la résine par une photolithographie UV :

Fig. III.7 : Photolithographie des caissons

On attaque ensuite le SiO_2 par gravure ionique réactive pour répliquer le masque dans le SiO_2 :

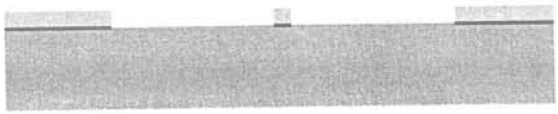


Fig. III.8 : Gravure SiO_2

La résine est ensuite enlevée :

Fig. III.9 : Délaquage

Les caissons sont finalement gravés par plasma :

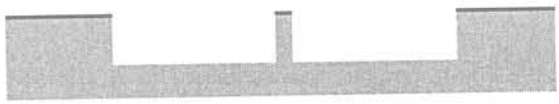


Fig. III.10 : Gravure des caissons

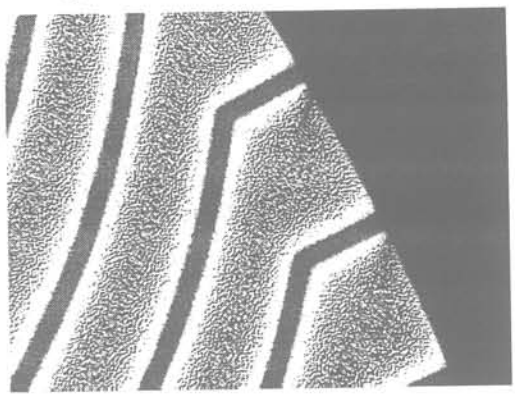


Fig. III.11 : Caissons gravés

Il faut maintenant détruire la couche de SiO_2 et en recréer une nouvelle qui servira d'isolant entre la couche inférieure de conducteurs et le substrat. En effet, au cours de la gravure des caissons s'est formé une couche de mauvaise qualité :

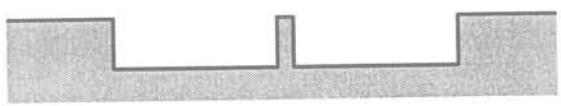


Fig. III.12 : Nettoyage et oxydation thermique

Débute alors le dépôt de la 1ère couche de conducteurs. Une sous-couche composée de 200 Å de Ti puis de 2000 Å de Cu est déposée par pulvérisation cathodique pour servir d'électrode pour le dépôt électrolytique :

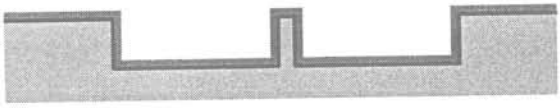


Fig. III.13 : Pulvérisation de Ti puis Cu

Afin de ne pas électroformer du Cu partout sur la plaque, un masque est utilisé pour le dépôt électrolytique, avec une marge de 10 µm autour des caissons. La zone de dépôt est donc définie par photolithographie à travers le masque de niveau 2 :

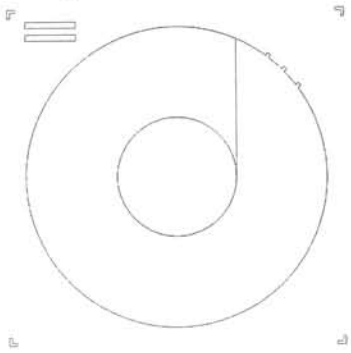


Fig. III.14 : Masque niveau 2

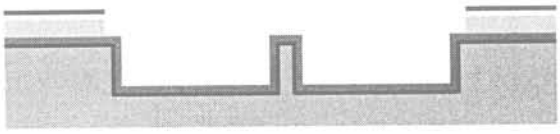


Fig. III.15 : Photolithographie de préparation de l'électrolyse

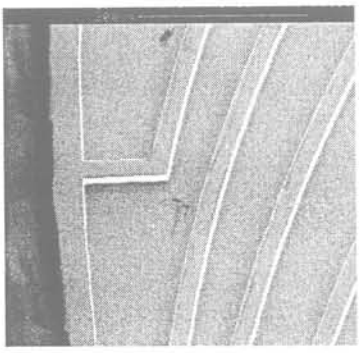


Fig. III.16 : Caissons et résine (bord gauche) avant électrolyse

Le dépôt électrolytique de la 1ère couche de conducteur est ensuite effectué en courant pulsé, jusqu'à ce que le Cu dépasse d'au moins 1 µm des caissons :

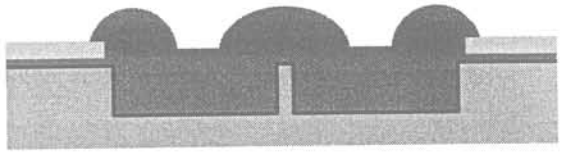


Fig. III.17 : Dépôt électrolytique de Cu

Un délaquage permet de dissoudre la résine.

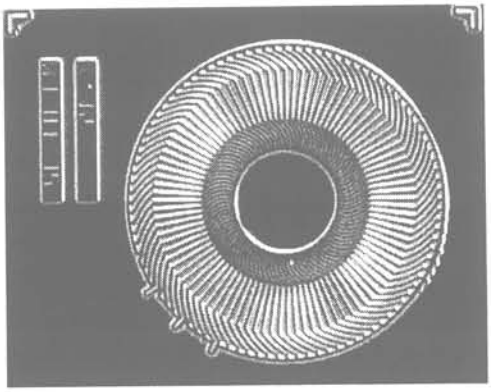


Fig. III.18 : Résultats du dépôt électrolytique

Le surplus de Cu est éliminé par planarisation d'abord mécanique sur papier à grains, puis mécano-chimique :

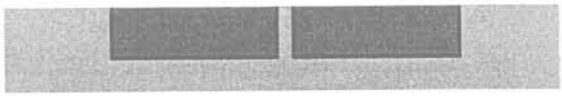


Fig. III.19 : Planarisation mécano chimique

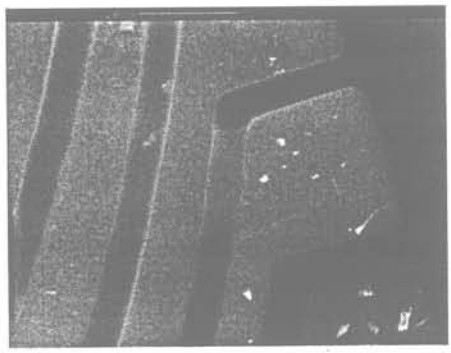


Fig. III.20 : Résultat de la planarisation

Les vias, connexions entre les 2 couches de conducteurs (Cf. II.2.2.), sont réalisés dans une couche de polymère. Une couche de 5 µm de polymère est donc déposée et recuite, puis une couche de 1 µm de SiO_2 qui servira de masque à la gravure du polymère, puis une couche de résine qui servira elle-même de masque pour la gravure du SiO_2 :

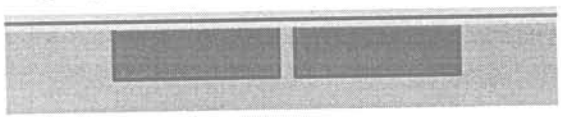


Fig. III.21 : Dépôts de polymère, puis SiO_2 et résine

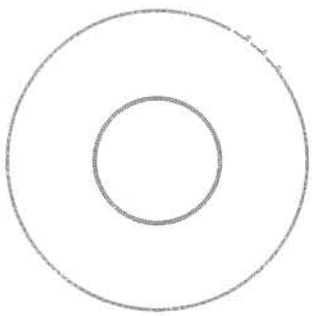


Fig. III.22 : Masque niveau 3

Le motif du masque de niveau 3 est répliqué dans la résine par photolithographie UV

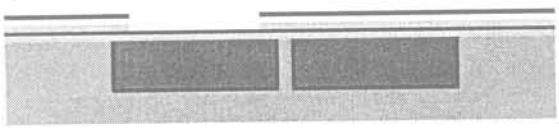


Fig. III.23 : Photolithographie des vias

Le motif est à son tour reporté dans le SiO_2 par un procédé de gravure ionique réactive, puis dans le polymère par un 2ème procédé de gravure ionique qui élimine en même temps la résine :

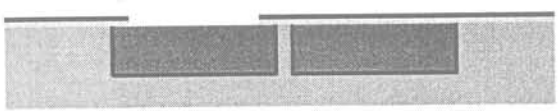


Fig. III.24 : Gravure des vias

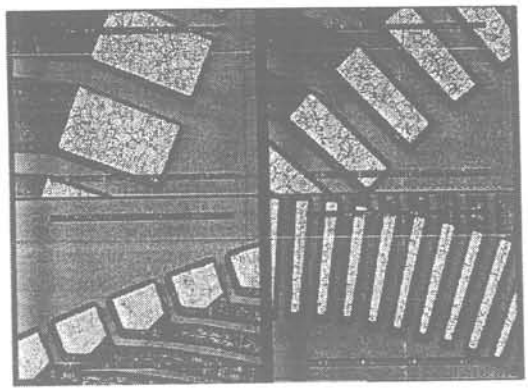


Fig. III.25 : Vias

Reste maintenant à déposer la 2ème couche de conducteurs. Comme pour la 1ère, une sous-couche d'électrolyse est nécessaire :

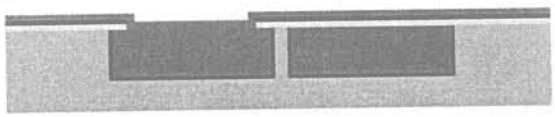


Fig. III.26 : Pulvérisation de Ti puis Cu

24 µm de résine épaisse sont alors déposés par double-couchage (12 + 12 µm) et photolithographiés à l'aide du masque 4 :

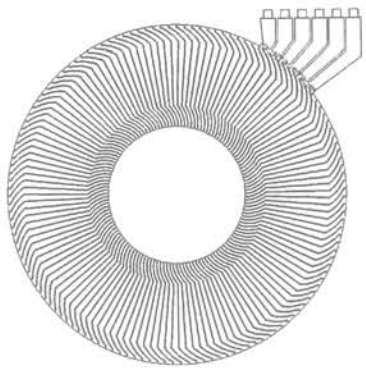


Fig. III.27 : Masque niveau 4

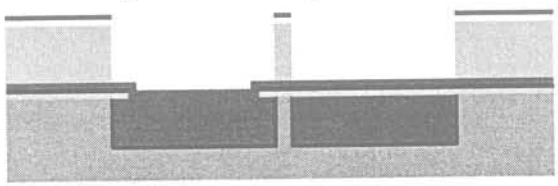


Fig. III.28 : Photolithographie des conducteurs

La 2ème couche de conducteurs est alors déposée :

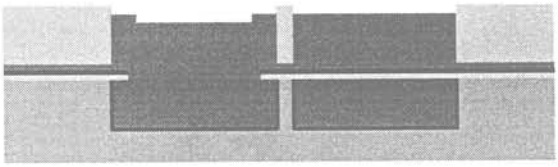


Fig. III.29 : Dépôt électrolytique de Cu

La résine est enlevée, puis la sous-couche d'électrolyse est gravée :

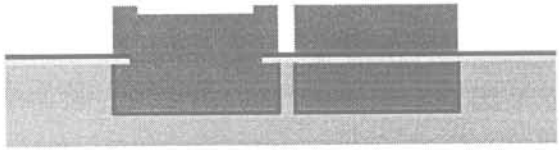


Fig. III.30 : Délaquage et gravure de la sous-couche d'électrolyse

Un polymère insolable est ensuite déposé dans un rôle de passivation et de protection :

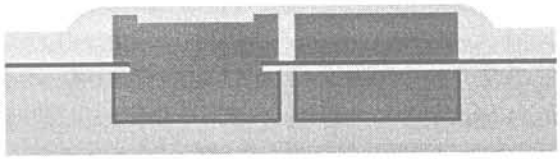


Fig. III.31 : Dépôt de polymère

Reste pour finir à dégager les 6 plots de contacts. Le masque de niveau 5 (Plots) est donc reporté par photolithographie dans le polymère (Pour cette photolithographie c'est la partie insolée qui est détruite) :

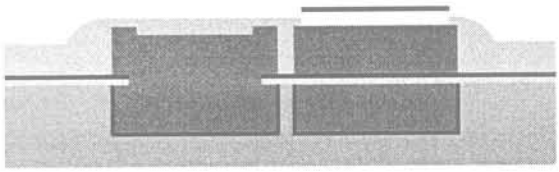


Fig. III.32 : Photolithographie des plots

Une pulvérisation cathodique permet ensuite de recouvrir le tout de 0,1 µm de Ti (Couche d'accroche), puis de 0,2 µm de Ni (Barrière de diffusion lors des soudures ultérieures) et de 0,8 µm d'Au (Qualité du contact électrique) :

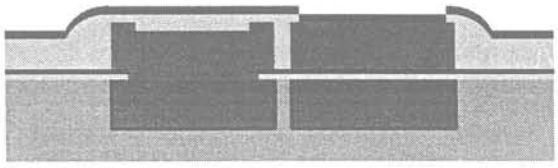


Fig. III.33 : Pulvérisation de Ti / Ni / Au

Une photolithographie avec à nouveau le masque 5 permet de protéger les plots par une résine :

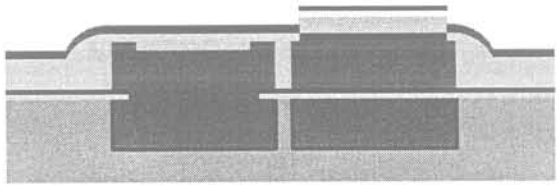


Fig. III.34 : Photolithographie des plots

Une gravure chimique de la couche Ti / Ni / Au suivie d'un délaquage permettent alors d'aboutir au dispositif final :

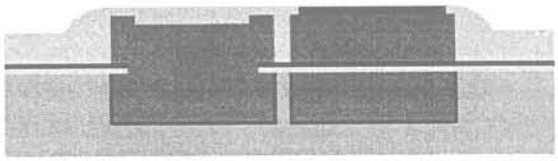


Fig. III.35 : Gravure du Ti + Ni + Au et délaquage = dispositif final

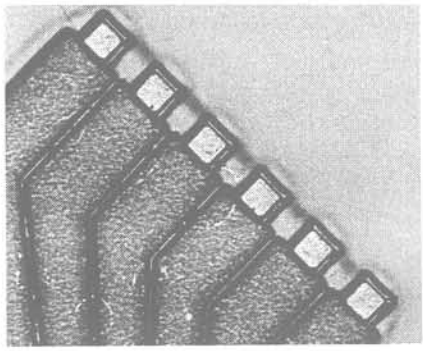


Fig. III.36 : Plots

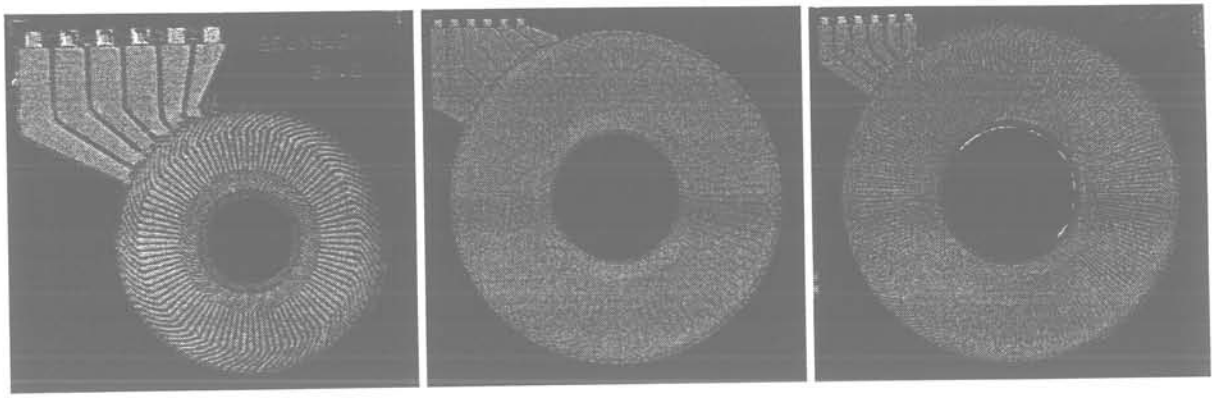


Fig. III.37 : Panoplie de stators terminés : M3-84, M8-84 et M8-154

Les opérations en salle blanche sont maintenant terminées. La suite des opérations fait appel à la mécanique de précision, elles sont menées par Gérard BARROIS. Les puces doivent être percées afin de laisser passer l'axe du rotor, et découpées à l'aide d'une scie diamant de 30 µm d'épaisseur. Le perçage est sous-traité à la société Rhône-Alpes Laser [RHO].

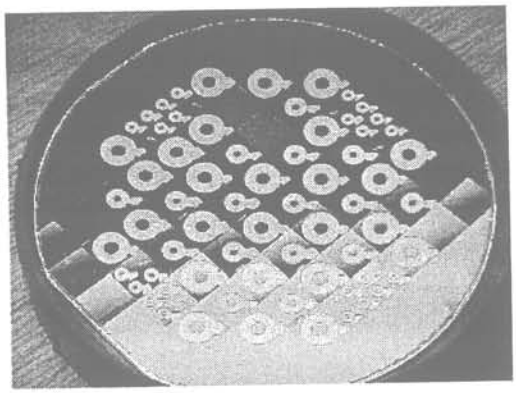


Fig. III.38 : Wafer découpé

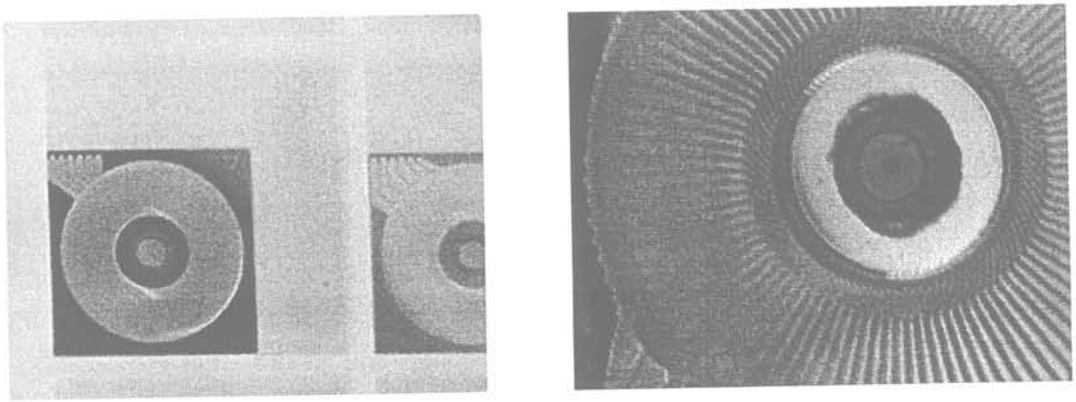


Fig. III.39 : Stators percés

Les trous sont irréguliers, avec quelques éclats. En effet, la technique de perçage par laser est une ablation de matière par vaporisation après chauffage par un laser pulsé, qui peut créer des chocs thermiques dans le silicium. Cet usinage est en principe suivi d'un ébavurage et d'un polissage de finition, non nécessaires pour nos stators car la seule fonctionnalité des trous est de laisser passer les axes des rotors. Le perçage génère également des projections de matière qui ont été nettoyées.

III.2.2.4. Bilan de fabrication

Des 1ers tests ont été menés sur l'électrolyse, en courant pulsé et en courant continu, avec d'autres motifs que les stators, pour différents rapports de forme de bobinage. Nous avons pu observer des "voids", c'est à dire des sortes de tunnels à l'intérieur des conducteurs. En effet, le cuivre se dépose sur le fond mais également sur les parois latérales de son moule, et si ce dernier est plus profond que large, le haut peut se refermer avant que la cavité soit pleine, bloquant ainsi l'électrolyse.

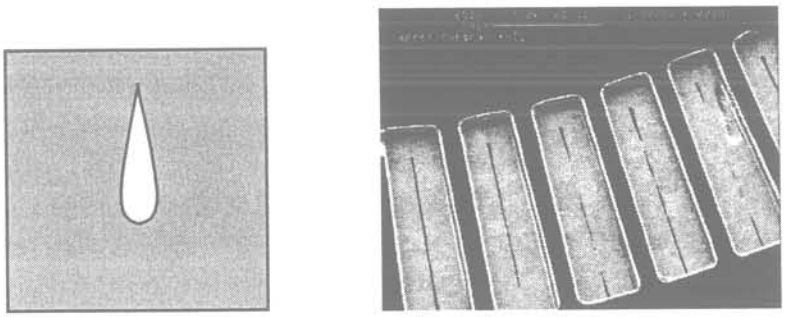


Fig. III.40 : Voids : schéma en coupe et vue de dessus après planarisation

Les voids sont gênants dans le sens où ils diminuent la section de conducteur et augmentent ainsi la résistance du bobinage. Mais ils sont dus à la forme des conducteurs et nous ne pouvions pas nous en affranchir. Ils peuvent également emprisonner une petite quantité d'électrolyte qui pourrait détériorer le bobinage à la longue.

La fabrication d'une première série de 3 wafers a ensuite débuté.

La gravure des caissons s'est révélée très satisfaisante, avec des parois bien verticales, une profondeur uniforme sur toute la surface du wafer, et une bonne répétabilité de la profondeur en fonction du temps de gravure.

Il n'y a ensuite pas eu de problème de contraintes résiduelles dans le cuivre et les caissons de silicium pourtant soumis à de fortes variations de température ultérieurement notamment lors d'un recuit à 300 °C.

L'étape de planarisation s'est révélée par contre délicate. Le processus est semi-manuel, long, et se met au point de manière empirique. L'expérience dans ce domaine était pauvre, et de surcroît le produit utilisé pour la planarisation mécano-chimique était nouveau. La planarisation mécano-chimique de couches épaisses de Cu est en cours de développement au LETI.

Lors des tests électriques des stators terminés, seulement 7 puces sur les 204 de 3 wafers ont passé avec succès les tests électriques. Un wafer a été découpé par le milieu des puces pour analyse, et 2 types de défauts ont été observés : des courts-circuits entre spires existent à cause d'une planarisation (Cf. III.19) insuffisante, et des vias ne sont pas ouverts suite à une gravure (Cf. III.24) incomplète du polymère.

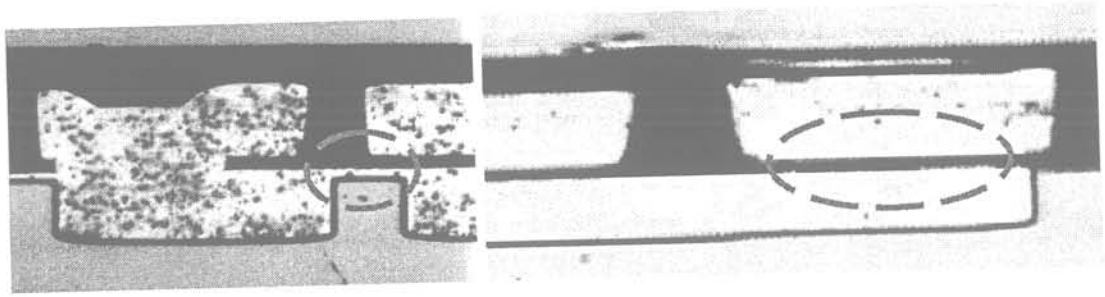


Fig. III.41 : Vues en coupe de stators
Défauts : court circuit (gauche), et via non ouvert (droite)

Un 4ème wafer a été fabriqué ultérieurement en soignant les 2 étapes précédemment défectueuses, et le taux de déchet a très nettement diminué : 31 stators sur les 38 M8 et M5 à interspire de 20 µm ont passé avec succès les tests électriques.

Par contre, seulement 2 stators M3 à interspire de 20 µm sur 8 sont bons, les autres sont en circuit ouvert. C'est probablement encore la planarisation qui est en cause. En effet la planarisation chimique est à priori hétérogène : elle est plus rapide sur les motifs larges, et le dégagement des vias pour les motifs M3 n'a ainsi peut-être pas été terminé.

La cohabitation de puces de caractéristiques différentes sur le même wafer est en fait une difficulté récurrente de la filière : il est difficile de mettre au point les différentes étapes de fabrication pour qu'elles conviennent à tous les motifs en même temps. Afin d'améliorer le rendement, il vaut ainsi mieux travailler avec des nappes homogènes.

Pour la suite du processus, les 20 µm d'épaisseur pour la 2ème couche de conducteurs se sont avérés réalisables, et ont même été dépassés. Cependant, les fronts ne sont pas aussi bons que pour les caissons, et lors des tests du 4ème wafer nous avons observé que tous les stators à interspire de 10 µm sont en court-circuit. La limite pour la valeur des interspires se trouve donc entre 10 et 20 µm.

Les dernières étapes concernant la passivation et les plots n'ont posé aucun problème particulier.

III.2.2.5. Conclusion

Nous avons ainsi pu fabriquer des stators M8. Nous n'utiliserons pas les M5 pour assembler un prototype, puisqu'ils offrent en réalité les performances d'un moteur de 5 mm avec l'encombrement d'un moteur de 8 mm ! Quant aux M3, dans la perspective de la miniaturisation encore plus poussée du moteur, leur fabrication mérite d'être améliorée. Finalement, l'épaisseur 20 µm des conducteurs n'a pas posé de problème, mais nous sommes à la limite en ce qui concerne les valeurs d'interspires puisque les valeurs 20 µm ont donné des stators majoritairement bons, alors que les 10 µm ont donné uniquement des court-circuits. Et c'est en fin de compte la planarisation qui a été l'étape la plus difficile à maîtriser et qui a dû être recommencée.

III.2.3. Caractérisation du stator

III.2.3.1. Introduction

En plus du bilan de fabrication nous avons effectué des tests électriques et thermiques sur les stators pour déterminer s'ils étaient utilisables, et si leurs caractéristiques correspondaient à celles calculées au cours de la conception.

III.2.3.2. Tests électriques

Les 1ers tests sur plaque entière ont été conduits sur les stators après fabrication au LETI par Christel LOCATELLI et Marcel AUDOIN, à l'aide d'un logiciel du LETI effectuant des mesures de résistances avec gestion des déplacements de la carte à pointes servant d'électrodes de contact. Pour le 4ème wafer les **résistances par phase** sont homogènes sur un même wafer et valent :

Type	M3-84	M5-83	M5-123	M8-84	M8-153	M8-154
Mesures	2,3	1,1	2,2	1,8 => 2	2,4 => 2,7	4,5 => 5
Calculs	2,9	1,3	2,9	2,2	3,7	7,2

Tab. I : Résistance par phase (Ω)

Nous constatons que les résistances obtenues sont inférieures aux résistances calculées. C'est une très bonne surprise, car cela permettra d'une part d'améliorer le rendement, et d'autre part d'augmenter le courant nominal et donc les performances mécaniques des moteurs.

Les différences observées peuvent être expliquées d'abord par le choix de la valeur de la résistivité ρ = 0,02 Ω.(mm²/m) qui est la résistivité à 100 °C pour les calculs alors que les mesures ont été effectuées à 20°C, température à laquelle la résistivité vaut ρ = 0,017 Ω.(mm²/m). Ensuite, l'épaisseur réelle de la 1ère couche de conducteurs est 21 µm et celle de la 2nde 24 µm contre 2 fois 20 µm en théorie. Nous avions donc surestimé les résistances de 30 % environ, et ces 2 corrections font coïncider à peu près les valeurs théoriques et expérimentales. D'autres facteurs plus difficilement quantifiables peuvent alors encore justifier des différences, comme l'évasement de la couche supérieure (Cf. Fig. III.41), les vias dont la résistance a été négligée dans la théorie, les voids qui diminuent la section réelle de conducteur (Cf. Fig. III.40), ainsi que l'assimilation des têtes de bobines courbes à des segments de droites dans la théorie. La faible dispersion des valeurs pour des types de moteurs identiques peut s'expliquer par la faible l'inhomogénéité des opérations de dépôts électrolytiques et de planarisation selon l'emplacement du motif sur le wafer.

Quant aux **isolements interphase**, ils sont excellents, en limite supérieure de mesure pour l'ohmmètre mis à part 2 qui sont de l'ordre de grandeur de 10 MΩ et restent donc tout à fait acceptables pour notre usage.

En ce qui concerne les **inductances**, nous avons mesuré celle du moteur M5-123 à 0,8 µH pour 2 phases. Cette valeur prend en compte 2 fois l'inductance par phase L, mais aussi 2 fois la mutuelle de couplage (positive) entre phases M ainsi que l'inductance des 2 fils de connexion du dispositif des tests thermiques (Fig. III.42) sur lequel a été réalisé la mesure. Les 2 fils de connexion font presque 1 m de longueur au total, soit $L_f = 0,9$ µH environ, avec une mutuelle de couplage (négative) M_f importante car les 2 fils sont torsadés. Finalement nous pouvons en déduire que cette valeur est compatible avec les 0,23 µH calculés en théorie (Cf. II.4.3.4.) : si $L_f - 2.M_f = 0,1$ µH et $M = 0,5.L$ alors puisque $0,8\ \mu H = 2.L - 2.M + L_f - 2.M_f$ on obtient $L = 0,233$ µH.

Cela confirme ce qui nous importe, à savoir que l'inductance est négligeable devant la résistance.

III.2.3.3. Tests thermiques

A l'occasion d'une démonstration d'une caméra thermique par FLIR Systems [FLI] au laboratoire, nous avons pu faire un essai : nous avons mis du courant continu à travers 2 phases d'un moteur M5-123 dont les conducteurs font 50 µm au plus étroit.

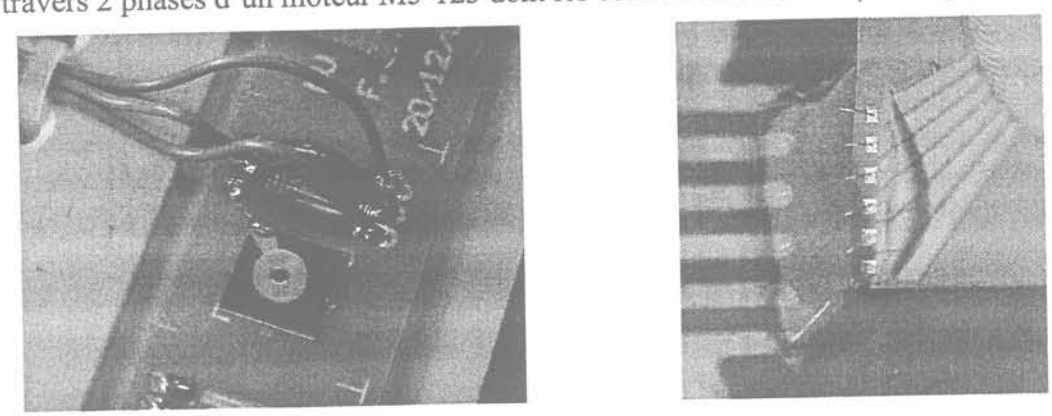


Fig. III.42 : Dispositif de test thermique, et zoom sur la connectique

Nous avons pu ainsi observer des cartographies de température en statique et faire l'acquisition de séquences d'établissement de la température en dynamique.

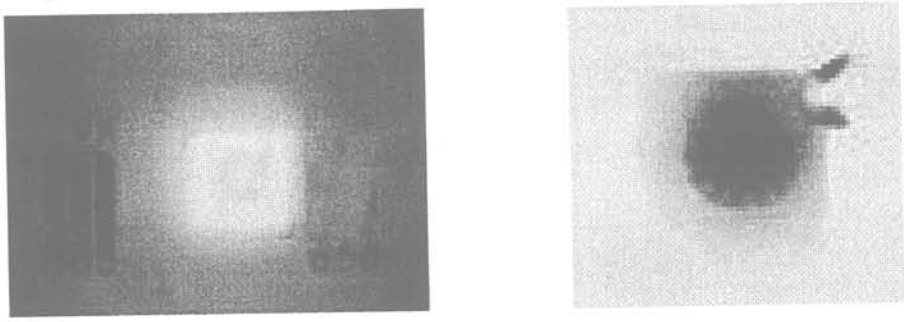


Fig. III.43 : Photos prises à la caméra thermique

Nous avons constaté que la température est quasiment uniforme au niveau de la surface du silicium et du cuivre. Avec un traitement d'image, en faisant la différence entre 2 images d'une même séquence nous avons pu distinguer les pôles (Fig. III.43

droite). La température a atteint 150 °C pour 0,5 A, soit une dissipation de 1,1 W. La constante de temps est de l'ordre de 1 mn.

En reprenant l'étude du II.7.2, une telle dissipation dans le dispositif modélisé devrait entraîner une élévation de température de 500 à 1000°C. Cette valeur n'est pas forcément incompatible étant donné que notre dispositif de test est assez différent du moteur à double stator au niveau thermique : la chaleur peut ici être évacuée directement à la surface de la puce, mais aussi (Et vraisemblablement surtout) à travers la plaque époxy sur laquelle elle est collée.

III.2.3.4. Conclusion

Les bobinages statoriques ont sensiblement les caractéristiques escomptées. Nos tests thermiques ne semblent pas significatifs.

III.2.4. Conclusion

Nous sommes finalement parvenus à disposer de 25 stators Φ 8 mm, nous disposons donc du potentiel pour assembler 12 moteurs M8.

III.3. Rotor

III.3.1. Introduction

Pour la fabrication des rotors et des aimanteurs, nous avons fait appel à des sociétés d'usinage de précision.

Nous présentons d'abord l'obtention du rotor avec son axe, puis l'ensemble du système d'aimantation avec les résultats obtenus.

III.3.2. Usinage et assemblage

Les rotors sont fabriqués par la société Technotime microtechnique [FRA]. Ils sont constitués d'une rondelle d'aimant SmCo RECOMA 25 de dimensions Φ 8 x 0,5 mm usinée par électroérosion au fil, assemblée sur un axe usiné par décolletage. La rondelle d'aimant vient prendre appui sur un épaulement de l'axe, elle est assemblée par collage.

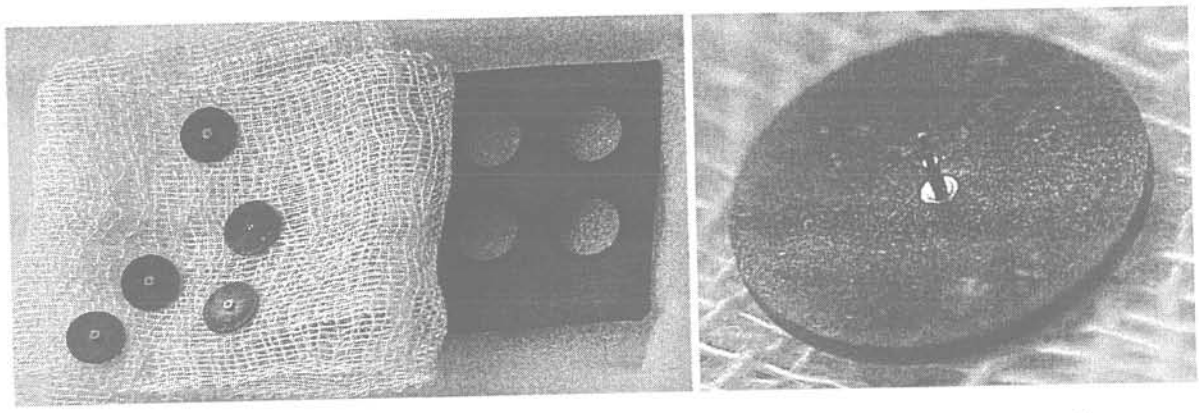


Fig. III.44 : 5 rotors et la plaque SmCo dont ils sont issus, et zoom sur un rotor

III.3.3. Aimantation

Pour la fabrication des aimanteurs nous avons fait appel à la Société Outillage Matières Plastique [SOM], spécialisée dans la fabrication de moules pour fabrication de pièces plastiques, qui en a usiné les parties à géométrie fine par électroérosion. Si l'aimanteur à 15 paires de pôles présente des encoches dans la culasse de rebouclage du champ magnétique, c'est pour des raisons de facilité d'usinage (Electroérosion au fil) et elles ne sont pas fonctionnelles. L'aimanteur à 8 paires de pôles ne présente pas ces encoches car sa partie centrale a été usinée en défonçage par électroérosion à l'aide d'une électrode ayant la forme des creux à usiner.

Les dents constituant les parties actives des aimanteurs s'étendent de Φ 3,5 à Φ 9 mm.

Les 2 bobines qui viennent prendre place en leur sein sont identiques, et sont constituées de 225 tours de fil Φ 0,26 mm² thermopolymérisable (En 12h à 140°C). Elles font 3,4 Ω et 700 µH chacune et sont connectées en série.

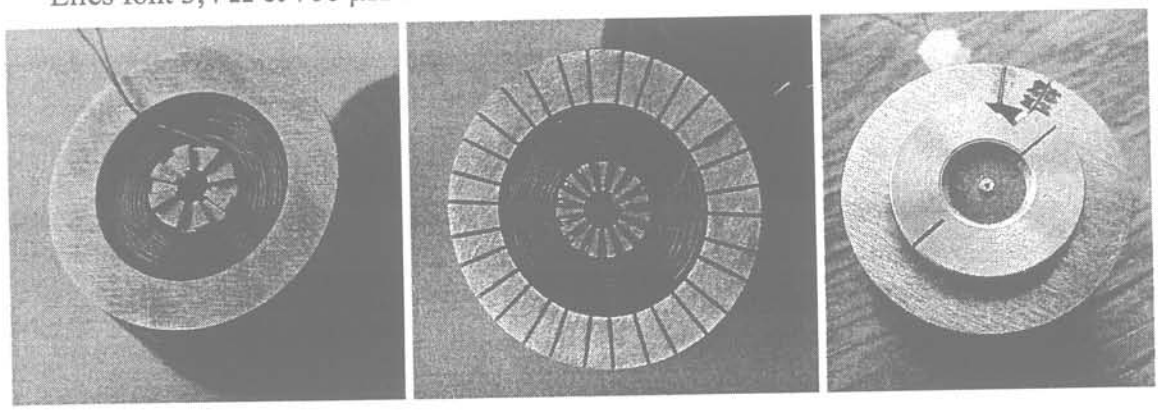


Fig. III.45 : 2 demi-aimanteurs avec leurs bobines et un avec le porte-rotor

Les rotors sont maintenus et manipulés à l'aide d'un porte-rotor qui sert également à centrer la pièce dans les demi-aimanteurs ainsi que ces demi-aimanteurs entre eux (Cf. Fig. III.45 et III.46).

Les bobines sont enfin alimentées par un montage à interrupteur MOS qui délivre une impulsion de courant d'une durée de 50 ms par décharge capacitive (Cf. Fig. III.1).

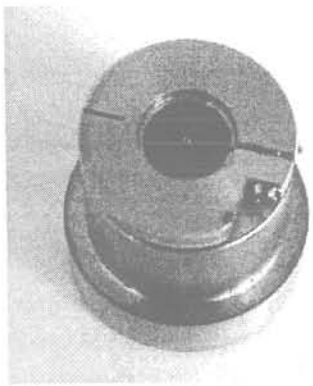


Fig. III.46 : Porte rotor

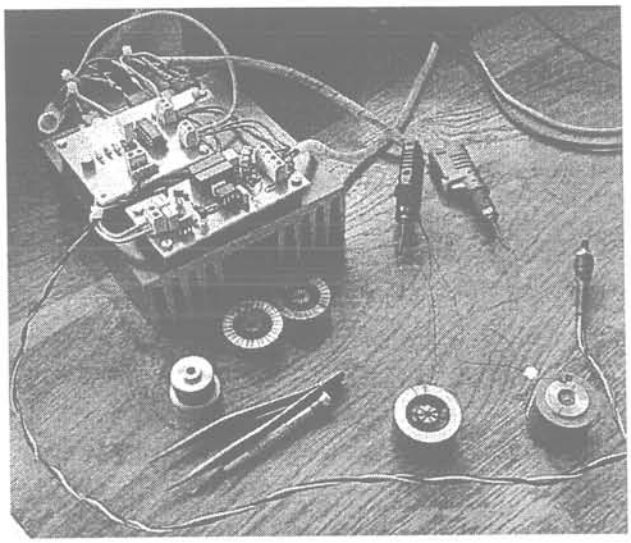


Fig. III.47 : Dispositif d'aimantation (La source de tension n'apparaît pas)

Les 1ers essais étaient encourageants mais pas satisfaisants dans la mesure où les pôles n'étaient pas symétriques : les pôles aimantés en premier étaient trop larges, et il était trop difficile d'en inverser ensuite les parties réservées aux pôles opposés.

Pour respecter l'équilibre entre les pôles et obtenir des résultats pleinement satisfaisants nous avons dû aimanter progressivement et alternativement les pôles N et S en utilisant 5 niveaux de courants progressifs jusqu'à 11 A.

Ce processus ne correspond pas tout à fait à la simulation numérique qui prévoyait que 2 étapes seraient suffisantes, mais nous avions déjà émis des réserves sur le respect de l'équilibre entre les pôles suite à notre hypothèse d'aimantation parfaite lors de la 1ère étape (Cf. II.5.3.4.).

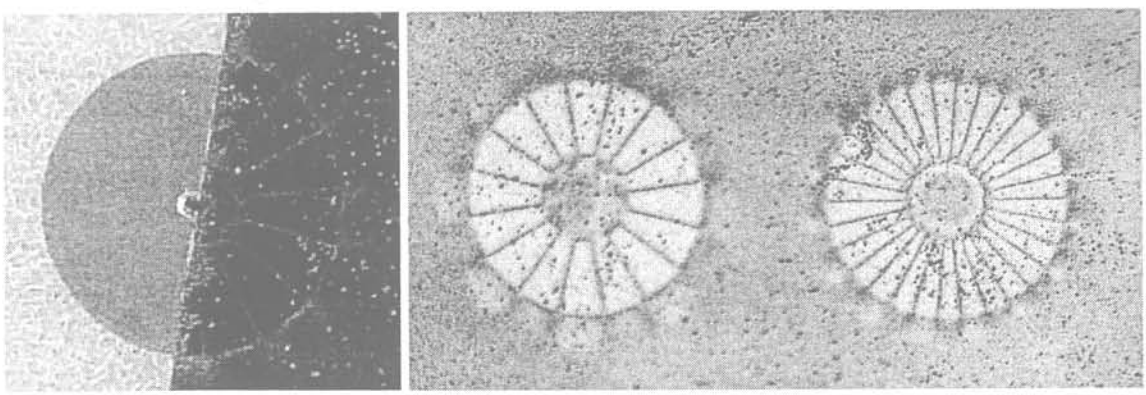


Fig. III.48 : Les pôles révélés par du papier aimanté

Nous aimerions pouvoir effectuer des mesures permettant d'obtenir une cartographie du champ créé à 100 µm du rotor. C'est une opération délicate étant

donnée l'étroitesse des pôles, et qui n'est pour l'instant pas finalisée. Une solution peut venir de la start-up émanant de l'EPFL Sentron AG qui fabrique des microsondes intégrées à effet Hall dont la zone sensible est un cube de 100 µm de côté.

III.3.4. Conclusion

Nous disposons de rotors pour nos moteurs M8. Ils sont aimantés de manière satisfaisante malgré le nombre important de pôles. En revanche le processus d'aimantation est assez long et est donc uniquement adapté à du prototypage.

III.4. Eléments périphériques

III.4.1. Introduction

Les éléments clés que sont les stators et les rotors sont maintenant fabriqués, mais ils ne peuvent être exploités sans un environnement mécanique qui permet de les positionner les uns par rapport aux autres, et d'une alimentation avec une connectique appropriée pour fournir l'énergie électrique. Nous allons donc voir maintenant la fabrication de ces éléments périphériques.

III.4.2. Mécanique

Les pièces mécaniques formant le boîtier et les paliers ont été réalisées par Technotime microtechnique, avec des machines et des techniques habituellement utilisées pour l'industrie horlogère. Elles sont exactement comme sur la Fig. II.51.

Les platines et entretoises sont en laiton. Les paliers en rubis (Pierre synthétique) et les réducteurs sont directement des pièces standard d'horlogerie.

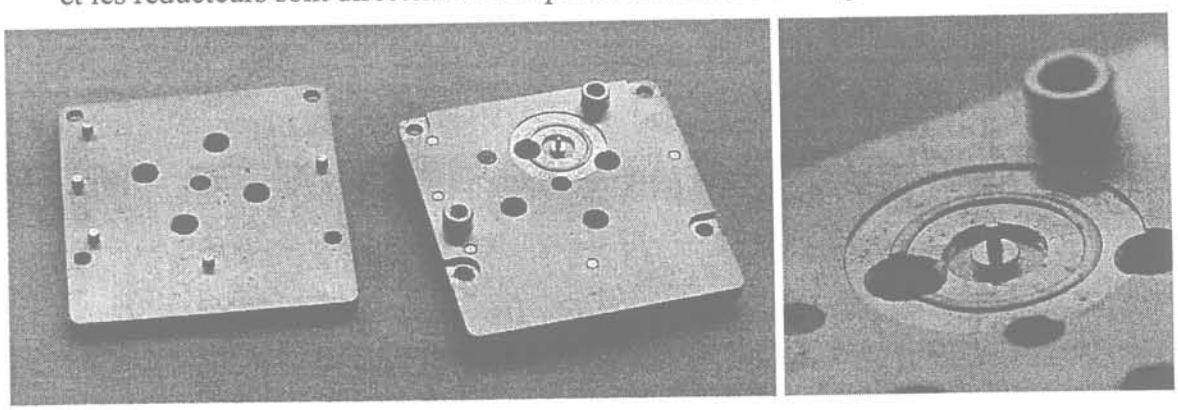


Fig. III.49 : Platines -face intérieure (g) et extérieure (d)- et zoom sur l'emplacement du réducteur

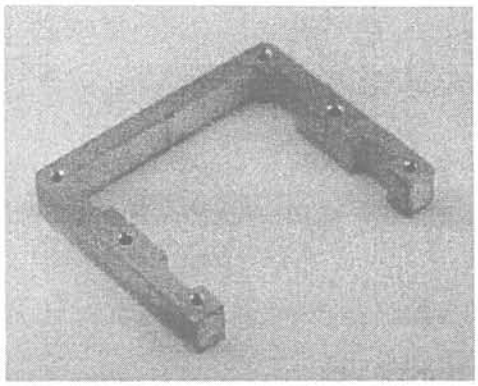


Fig. III.50 : Entretoise

III.4.3. Connectique

Nous avons fait réaliser les limandes de connexion de 10 cm de long par la société Teleph SA [TEL]. Côté stator elles font 4 mm de large x 0,3 mm d'épaisseur, avec des conducteurs de 300 µm espacés d'autant (Classe 3). A l'autre extrémité, les conducteurs font 750 µm espacés de 500 µm pour une largeur totale de 8,5 mm.

La limande est constitué d'un support souple en Kapton sur lequel sont déposés 35 µm de Cu protégés par un flash de Ni et Au puis une couche de coverlay.

Côté alimentation, elles seront insérées dans un connecteur Molex 39-51-3063.

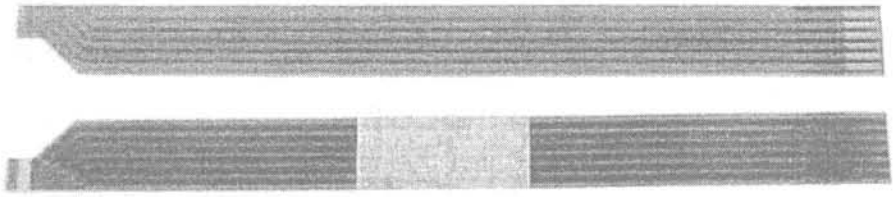


Fig. III.51 : Limandes de connexion

III.4.4. Alimentation

Le moteur est alimenté par un système de courants triphasé. Le 1er étage est un générateur de tensions triphasées de fréquence et amplitude variables, obtenues par balayage de 3 mémoires 8 bits par un compteur 8 bits. Il a été réalisé par des étudiants de l'IUT GEII de Grenoble dans le cadre de leur cursus. Suit un étage amplificateur de courant constitués de 3 push-pulls. Rien de spécifique n'est prévu pour un autopilotage.

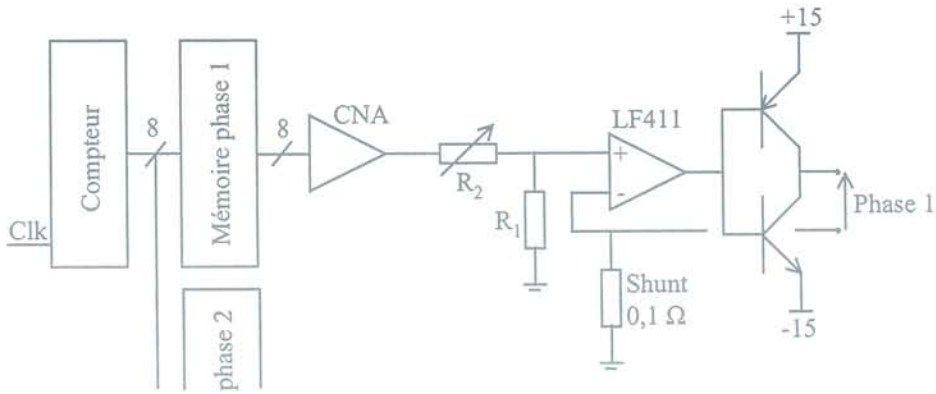


Fig. III.52 : Schéma de principe de l'alimentation (Phase 1)

III.4.5. Conclusion

Les éléments périphériques ont été traités. La connectique est simple et adaptée à la fabrication en grande série, et elle pourrait être simplifiée dans la mesure où seuls 3 contacts sont indispensables. La mécanique est plus complexe, et est potentiellement adaptée elle aussi à une fabrication collective même si à terme l'objectif serait de s'affranchir de ces techniques de type horloger. En ce qui concerne l'électronique, nous nous sommes limités au minimum fonctionnel sans aucun souci de miniaturisation puisque ce n'était pas le propos de notre travail, mais nous savons qu'elle est possible puisque des puces de pilotage intégrées sont déjà commercialisées. L'objectif ultime serait d'intégrer l'électronique directement sur le même silicium que le moteur.

Tous les éléments des moteurs sont maintenant prêts pour passer à l'assemblage et au test de 5 moteurs M8.

III.5. Le micromoteur complet

III.5.1. Introduction

Le travail touche maintenant à sa fin… Nous pouvons en effet passer aux toutes dernières étapes de fabrication des moteurs avec l'assemblage des moteurs M8, et espérer que leurs caractéristiques sauront conjurer le sort commun réservé au passage de la théorie à la pratique !

III.5.2. Assemblage

La 1ère étape d'assemblage a été faite par Gérard Barrois au LETI. Elle consiste à positionner et à coller les stators à l'aide d'une colle UV et les limandes sur les platines, puis à réaliser les bondings qui relient les limandes aux plots de contacts des stators à l'aide de doubles fils d'or soudés par ultrasons.

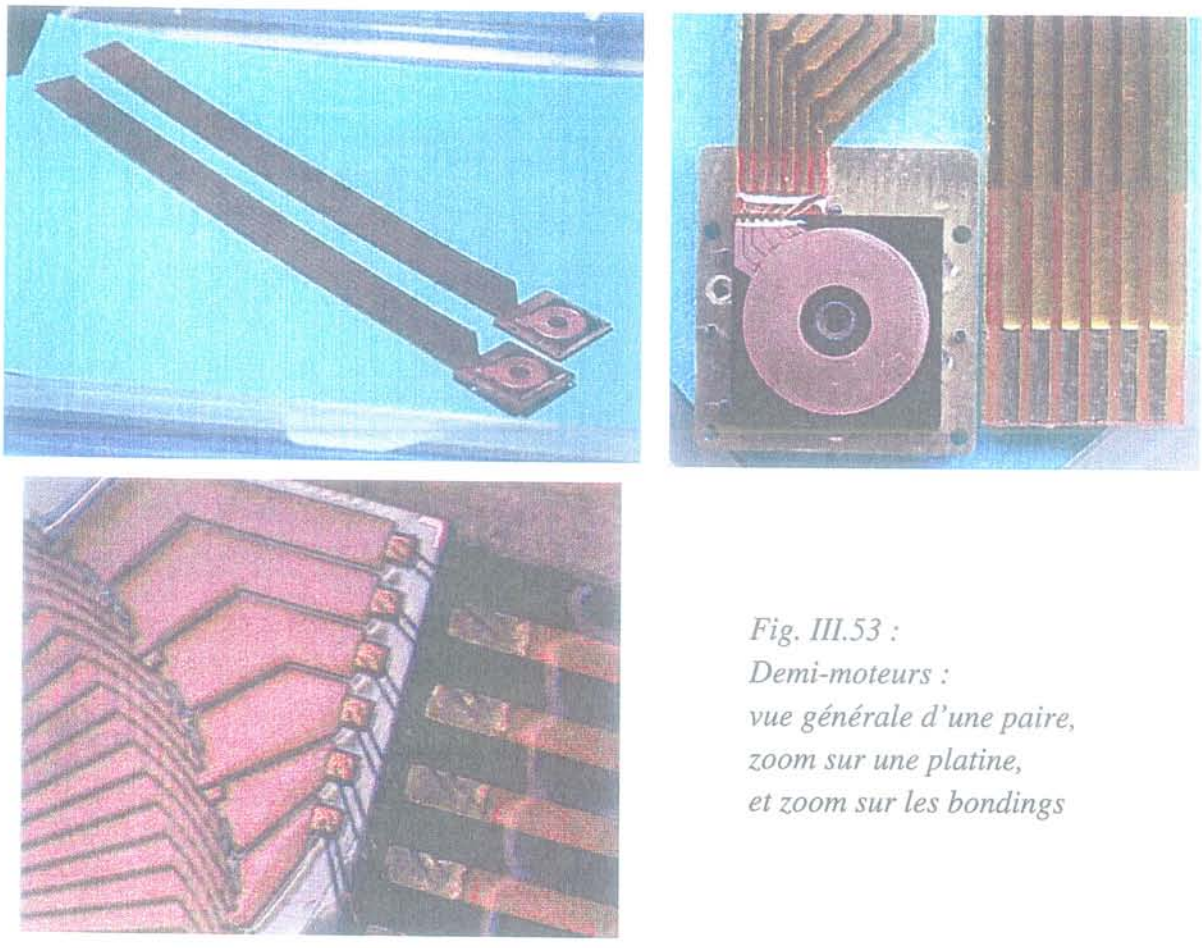
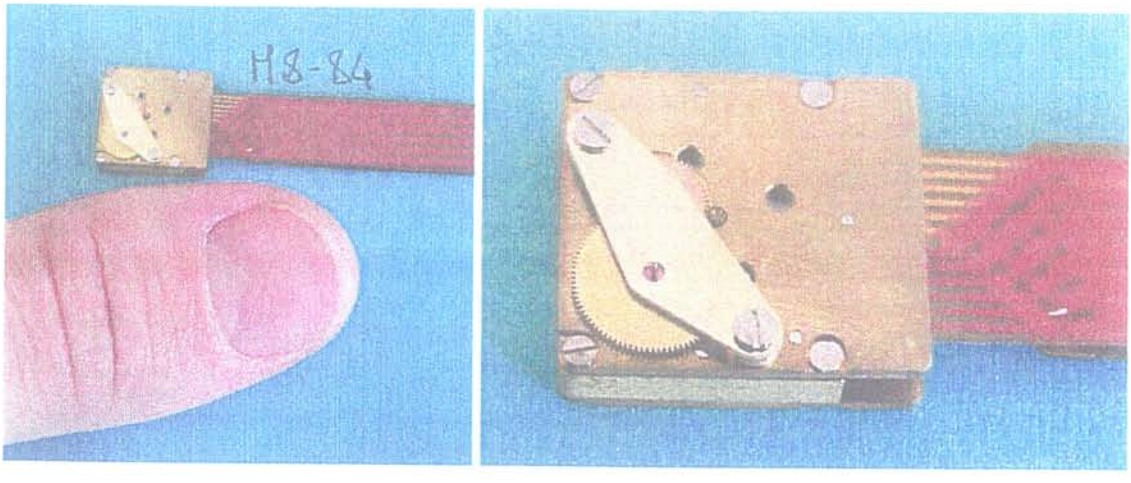


Fig. III.53 :
Demi-moteurs :
vue générale d'une paire,
zoom sur une platine,
et zoom sur les bondings

La dernière étape d'assemblage a été confiée à Technotime microtechnique. Quatre moteurs M8 ont ainsi été obtenus par montage pour chacun de 2 stators identiques en vis-à-vis insérant un rotor et maintenus par une entretoise. Un réducteur a été ajouté pour 2 de ces moteurs.



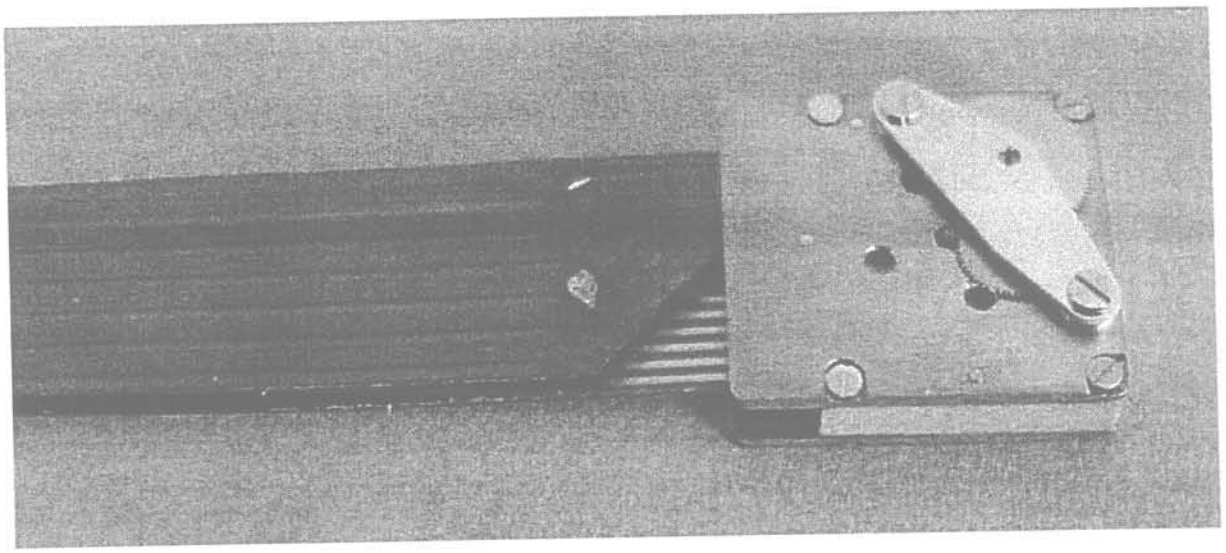


Fig. III.54 : Vues d'un moteur complet avec son réducteur

III.5.3. Tests

III.5.3.1. Introduction

Tout est prêt, l'alimentation, les connecteurs, le moteur… Premier branchement… Le moteur tourne ! Nous pouvons alors étudier ses caractéristiques afin de les confronter avec nos résultats de simulation.

III.5.3.2. Constantes caractéristiques des moteurs

Grâce à la présence de 2 stators nous pouvons nous servir d'un moteur comme d'un banc moteur : le rotor est entraîné par un stator constituant un moteur, et il génère une fém dans le 2ème stator constituant ainsi un générateur qu'on peut charger par différentes résistances. Malgré l'absence d'autopilotage le moteur s'accroche très bien.

En circuit ouvert nous pouvons donc mesurer la fém, qui est rappelons le proportionnelle à la constante de couple et donc témoin des performances des moteurs.

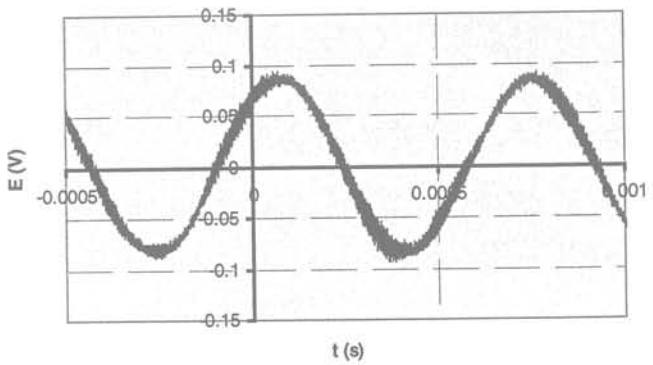


Fig. III.55 : Relevé de la fém pour un moteur M8-84 à 11250 tr/mn (Alimentation et fém à 1,5 kHz)

	M8-84	M8-153	M8-154
Calcul	6,0	8,4	11,2
Mesure	5,33	6,73	7,5

Tab. III.56 : Valeurs de la constante de fém en µV/(tr/mn)

Nous constatons que la fém est sinusoïdale, et que l'ordre de grandeur de son amplitude correspond à ce qui avait été estimé. Les différences proviennent principalement de la valeur réelle de l'entrefer (Cf. Fig. II.36 : Variation du champ en fonction de l'entrefer), du champ réel créé par le rotor (Amplitude et comportement à la frontière entre 2 pôles successifs), et de l'influence des têtes de bobines qui n'ont pas été prises en compte dans la conception. La forme de la fém est ainsi plus sinusoïdale que dans la simulation (Cf. Fig. II.37) probablement par un passage non brutal d'un pôle au suivant. Les performances du moteur M8-84 sont seulement 11 % moins bonnes que prévu. Cet écart augmente pour les moteurs M8-15 avec respectivement 20 et 33%. Ceci est vraisemblablement dû à des rotors moins performants du fait de la présence de plus de paires de pôles et donc d'une importance relative des zones de transition plus grande. La différence entre les 2 M8-15 pourrait s'expliquer que par 2 valeurs d'entrefer légèrement différentes.

III.5.3.3. Comportement en vitesse

Sans autopilotage, les moteurs M8-84 ont atteint pour l'instant 25 000 tr/mn.

Nous avons pu remarquer que les moteurs sont légèrement bruyants, ce qui semble témoigner de vibrations du rotor qui devrait donc être mieux tenu. Nous envisageons d'enchâsser un peu plus les rubis afin de diminuer le jeu axial sur le positionnement des rotors.

III.5.3.4. Thermique

Nous avons voulu très rapidement évaluer le courant nominal admissible dans les moteurs. Des courants de respectivement 300, 250 et 200 mA pour les M8-84, M8-153 et M8-154 dans un seul stator avec le moteur posé à l'horizontale sur une mousse le fait chauffer environ à 50°C (Appréciation grossière au toucher).

Cela semble donc correspondre aux valeurs estimées dans notre étude thermique au II.7.2. Les valeurs de couple nominal données alors sont donc réalisables. Il faudra une étude plus précise pour donner les valeurs exacts.

Le problème thermique est délicat car les résistances thermiques ne sont pas précisément connues, ni les conditions d'utilisation future des moteurs. Le moteur doit en effet être fixé sur un support qui jouera un rôle important de radiateur, influant ainsi sur le courant nominal.

III.5.3.5. Conclusion

Les premiers tests se révèlent satisfaisants. L'étude de la limite de vitesse des moteurs est en cours.

Il serait idéal de pouvoir maintenant faire fonctionner le moteur sur une charge mécanique, par exemple avec un treuil. Nous allons étudier ce qu'il est possible de faire avec notre axe de sortie très petit et fragile.

Nous devons aussi chercher à piloter le moteur en utilisant les fém.

III.5.4. Conclusion

Les 4 prototypes M8 ont été assemblés et la phase de test a débuté. Ils fonctionnent avec les caractéristiques proches de celles qui ont été estimées lors de la conception.

III.6. Conclusion

Nous avons fabriqué 4 moteurs de 8 mm de diamètre. Ils ont nécessité des travaux en salle blanche avec l'utilisation de dérivés performants de l'industrie de la microélectronique pour les stators, la réalisation d'un aimanteur et l'aimantation des rotors avec des pôles très fins, ainsi que l'utilisation d'un environnement inspiré de la mécanique horlogère.

Les 1ers tests de ces micromoteurs sont satisfaisants, confirmant ainsi notre ambition initiale et nos travaux de conception. Le bobinage paraît en particulier très performant et prometteur.

Conclusion Générale

et perspectives

Nous avons d'abord présenté l'état de l'art des micromoteurs, et expliqué pourquoi nous pensons que l'électromagnétisme est une bonne solution pour eux. Nous avons ensuite décrit tout notre processus de dimensionnement d'une gamme de micromoteurs synchrones planaires à aimants de 3 à 8 mm de diamètre. Nous avons finalement exposé la méthode de fabrication de 4 moteurs Φ 8 mm, qui combine l'état de l'art des technologies collectives sur silicium pour les stators (Collaboration avec le CEA/LETI), une solution innovante d'aimantation pour les rotors multipolaires, et la micromécanique horlogère pour les paliers et les boîtiers.

Les tests sont encore en cours et les performances restent à confirmer. Ces moteurs ont toutefois déjà atteint 25 000 tr/mn, et peuvent fournir un couple nominal approchant 100 µN.m, équivalent à celui des moteurs de l'IMM (Cf. I.4.4.7) mais avec un diamètre de moteur plus petit (Φ 8 mm contre Φ 12 mm). Ils présentent ainsi un couple volumique inégalé. Et malgré quelques aléas qui restent à caractériser (Vibrations, jeu axial, décrochage) les 1ers tests des moteurs se sont révélés satisfaisants.

Les perspectives de ce travail sont très grandes. Beaucoup reste à faire en effet dans l'objectif de fabriquer des moteurs encore plus petits et plus adaptés aux technologies collectives. La structure de notre stator est à garder, elle est très performante. Elle doit être encore améliorée par l'utilisation de conducteurs plus épais conjugués à des interspires plus fins. Pour les rotors, il faudra bien suivre l'évolution des dépôts d'aimants en couche épaisse afin de les utiliser dès qu'ils sauront nous donner des champs performants. En ce qui concerne l'environnement mécanique du moteur, tout reste ouvert. Quand on voit le prix, la finesse et la qualité des mouvements de montre (1 $), la micromécanique de type horlogère est un candidat à ne pas négliger. Parallèlement, beaucoup de solutions sont envisageables à partir des technologies silicium.

Ce travail aura contribué à la formidable dynamique qui anime le monde des microsystèmes.

Annexes

Descriptif du bobinage statorique

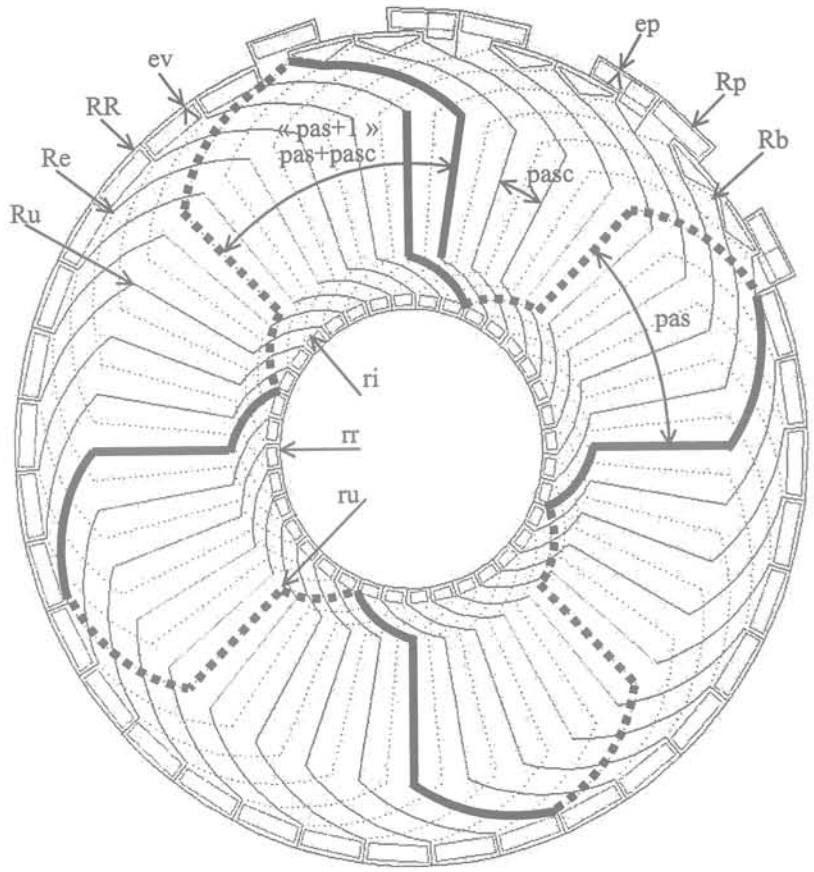
1 Description générale :

Ce document a pour but la description de bobinages statoriques planaires triphasés en vue de la réalisation des masques qui permettront de les fabriquer. La liste des paramètres donne toutes les grandeurs qui les caractérisent. Le positionnement des interspires décrit pas à pas l'algorithme qui permet de construire les masques. Par rapport à ce qui est décrit, il faudra encore attribuer une épaisseur à ces interspires.

2 Liste des paramètres :

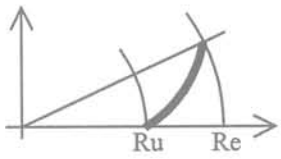
rr	Rayon intérieur de la zone vias intérieurs
ri	Rayon intérieur de la tête de bobine intérieure
ru	Rayon intérieur de la partie utile des conducteurs
Ru	Rayon extérieur de la partie utile des conducteurs
Re	Rayon extérieur de la tête de bobine extérieure
Rb	Rayon extérieur de la tête de bobine extérieure en zone "pas + 1"
RR	Rayon extérieur de la zone vias extérieure
Rp	Rayon extérieur des plots de connexion
ev	Marge laissée pour les vias
ep	Marge laissée pour les plots
p	Nb de paires de pôles
m	Nb de conducteurs / paire de pôles et / phase et / couche

pas = pi/p	Ouverture angulaire d'un pôle
pasc = 2*pi/(3*m*p)	Angle inter conducteurs = 2*pas/(3*m)

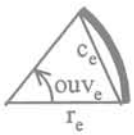


3 Partie curviligne des têtes de bobines

Pour les têtes de bobines extérieures le motif élémentaire est un arc de cercle :



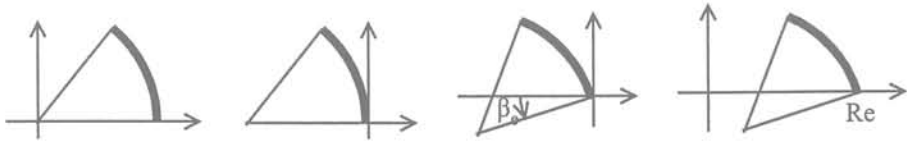
Nous voulons pouvoir choisir la courbure de cette portion de cercle. Le paramètre choisi est l'angle d'ouverture de l'arc ouv_e :



$$c_e = \sqrt{R_u^{\,2} + R_e^{\,2} - 2.R_u.R_e.\cos\frac{pas}{2}}$$

$$r_e = \frac{c_e}{2.\sin\frac{ouv_e}{2}}$$

Le motif de base de la couche inférieure de la tête de bobine extérieure est obtenu par une série de translations et de rotations :



$$\beta_e = \arccos\frac{R_u.\sin\frac{pas}{2}}{c_e} - \frac{ouv_e}{2}$$

Pour obtenir le motif montré initialement, il faut prendre le symétrique par rapport à (0,x) et effectuer une rotation de pas/2.

Le même raisonnement est conduit sur les têtes de bobines intérieures.

4 Positionnement des interspires

Le schéma du bobinage s'obtient essentiellement par répétition angulaire de motifs élémentaires représentant les interspires. Nous donnerons donc souvent la description et la position du motif élémentaire en coordonnées polaires, ainsi que le pas et le nombre de répétitions dans le sens positif trigonométrique.

Zone utile :

Description :	Segments radiaux
Position du motif élémentaire :	De (ru, 0) à (Ru, 0)
Pas de répétition :	pasc
Nb de répétitions :	3.m.p

Têtes de bobines intérieures :

Parties curvilignes :

Description :	Arcs de cercles (Cf annexe têtes de bobines) Se référer également aux figures pour l'orientation de la courbure
Position:	Couche supérieure : De (ri, - pas / 2) à (ru, 0) Couche inférieure : De (ri, m.pasc / 2 + pas / 2) à (ru, m.pasc / 2)
Pas:	pasc
Nb:	3.m.p

Zones vias :

Description :	Segments radiaux
Position:	De (rr, - pas / 2) à (ri , - pas / 2)
Pas:	pasc
Nb:	3.m.p

Frontière intérieure :

Description : Cercle de rayon rr

Têtes de bobines extérieures :

Parties curvilignes :

Description :	Arcs de cercles (Cf annexe têtes de bobines) Se référer également aux figures pour l'orientation de la courbure
Position:	Couche supérieure : De (Ru, 0) à (Re, pas / 2) Couche inférieure : De (Ru, m.pasc / 2) à (Re, m.pasc / 2 – pas / 2)
Pas:	pasc
Nb:	3.m.p

Zones vias classiques :

Description :	Segments radiaux
Position:	De (Re, 5.pas / 2 + pasc) à (RR, 5.pas / 2 + pasc)
Pas:	pasc
Nb:	3.m.(p – 1) - 1

Frontière extérieure :

Description :	Portion de cercle de rayon RR
Origine :	5.pas/2
Ouverture :	2.(p – 1).pas

Zone « pas + 1 » :

Remarque : La constitution d'une zone « pas - 1 » aurait été plus judicieuse dans la mesure ou elle aurait permis de raccourcir les bobines, et surtout de gagner sur la taille des vias de la couronne extérieure, et donc pour un RR donné d'avoir un Ru plus grand.

Prolongation des parties curvilignes :

Description :	Segments
Position:	Couche supérieure : De (Re, pas / 2) à (Rb, pas / 2 + pasc / 2) Couche inférieure : De (Re, pas / 2 + pasc) à (Rb, pas / 2 + pasc / 2)
Pas:	pasc

Nb: 3.m

Zone vias

Description : Segments radiaux

Position: De (Rb, pas / 2 + pasc / 2) à (RR, pas / 2 + pasc / 2)

Pas: pasc

Nb: 3.m

Frontière extérieure :

Description : 3 portions de cercle de rayon RR

Origine : pas / 2 + pasc / 2
pas / 2 + pasc / 2 + m.pasc
pas / 2 + pasc / 2 + 2.m.pasc

Ouverture : (m – 1).pasc

Plots :

Description : Segments radiaux

Position: De (Re, pas / 2) à (Rp, pas / 2)

Pas: m.pasc

Nb: 4

Compléter les plots suivant les figures :

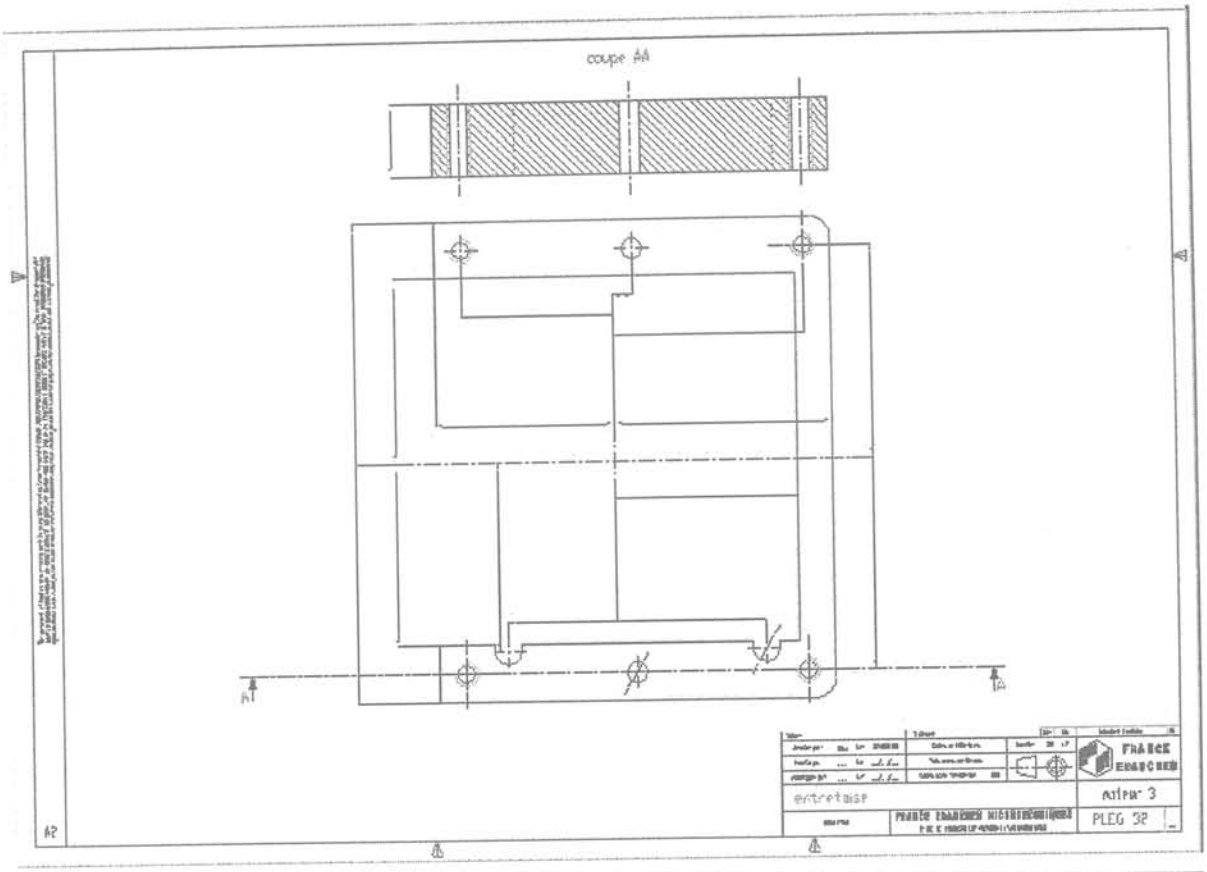
Ouverture : pasc

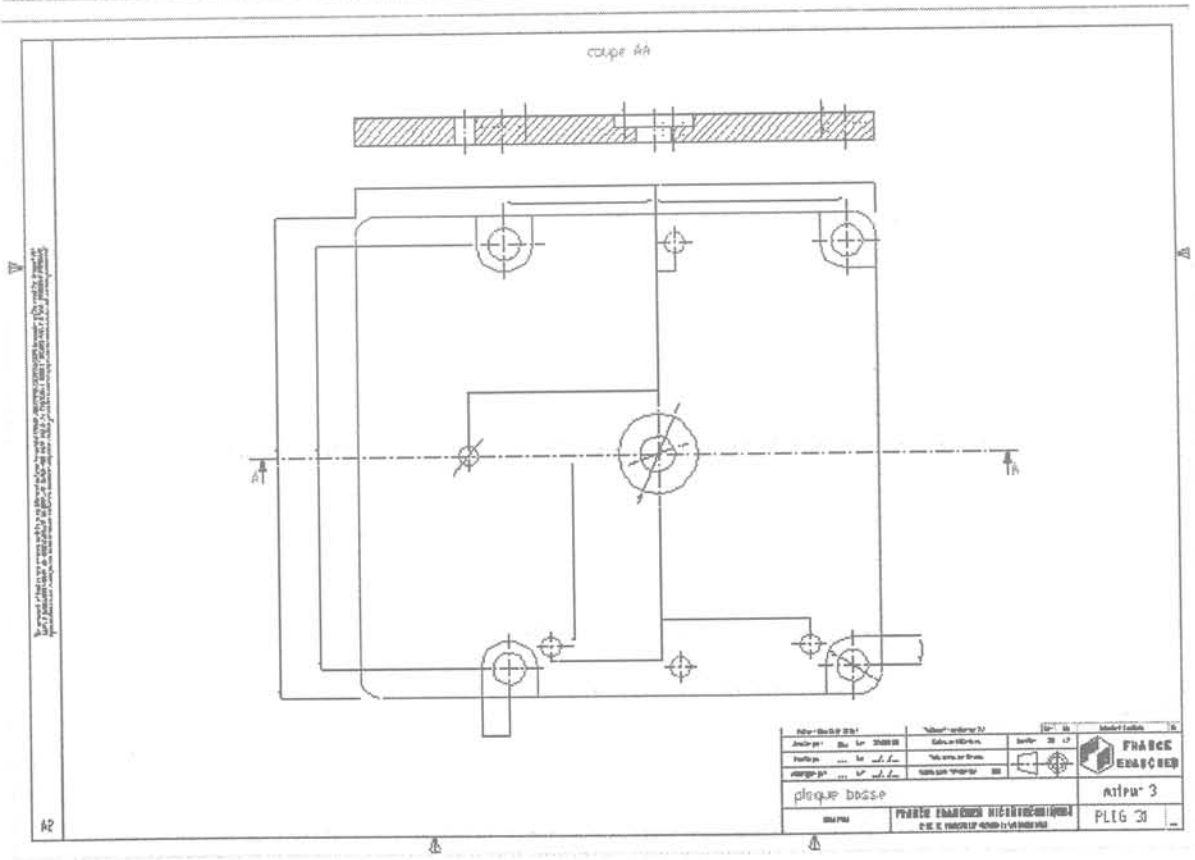
Rayon extérieur : Rp

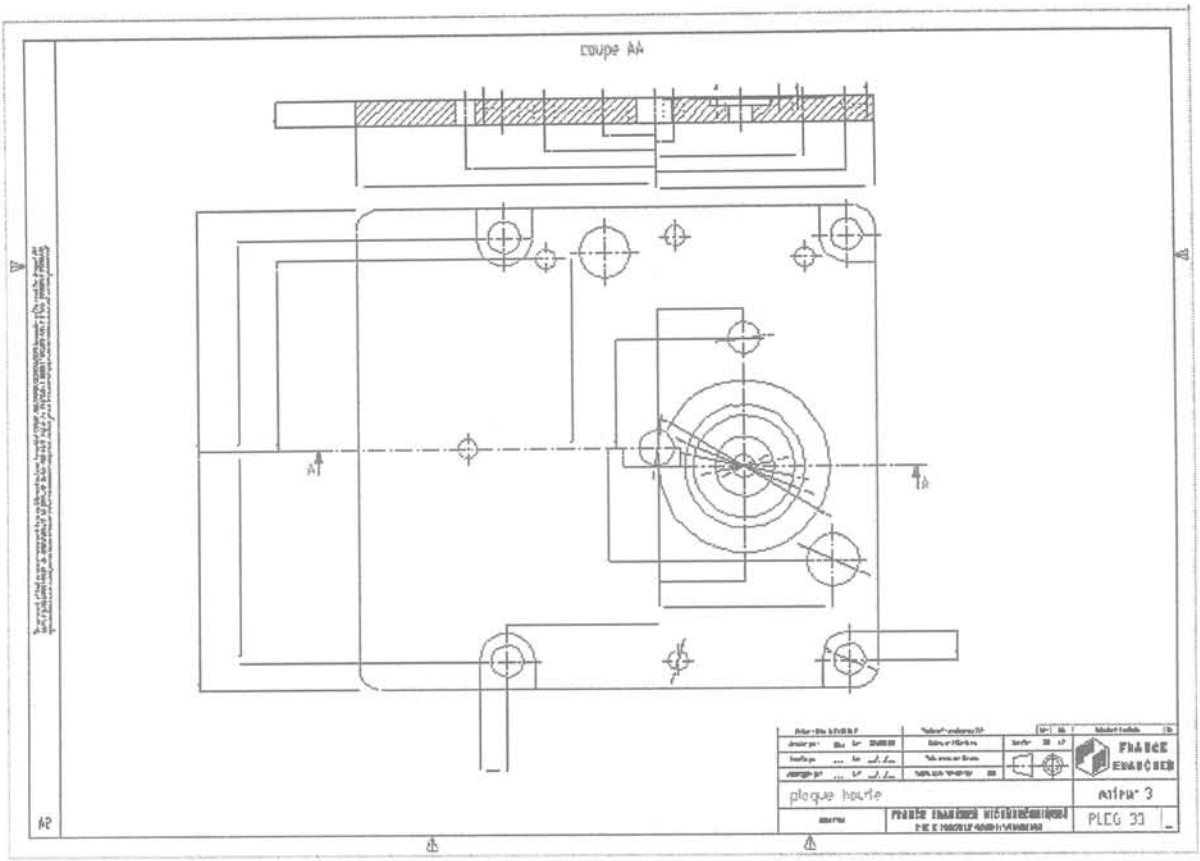
5 Description des vias et des plots :

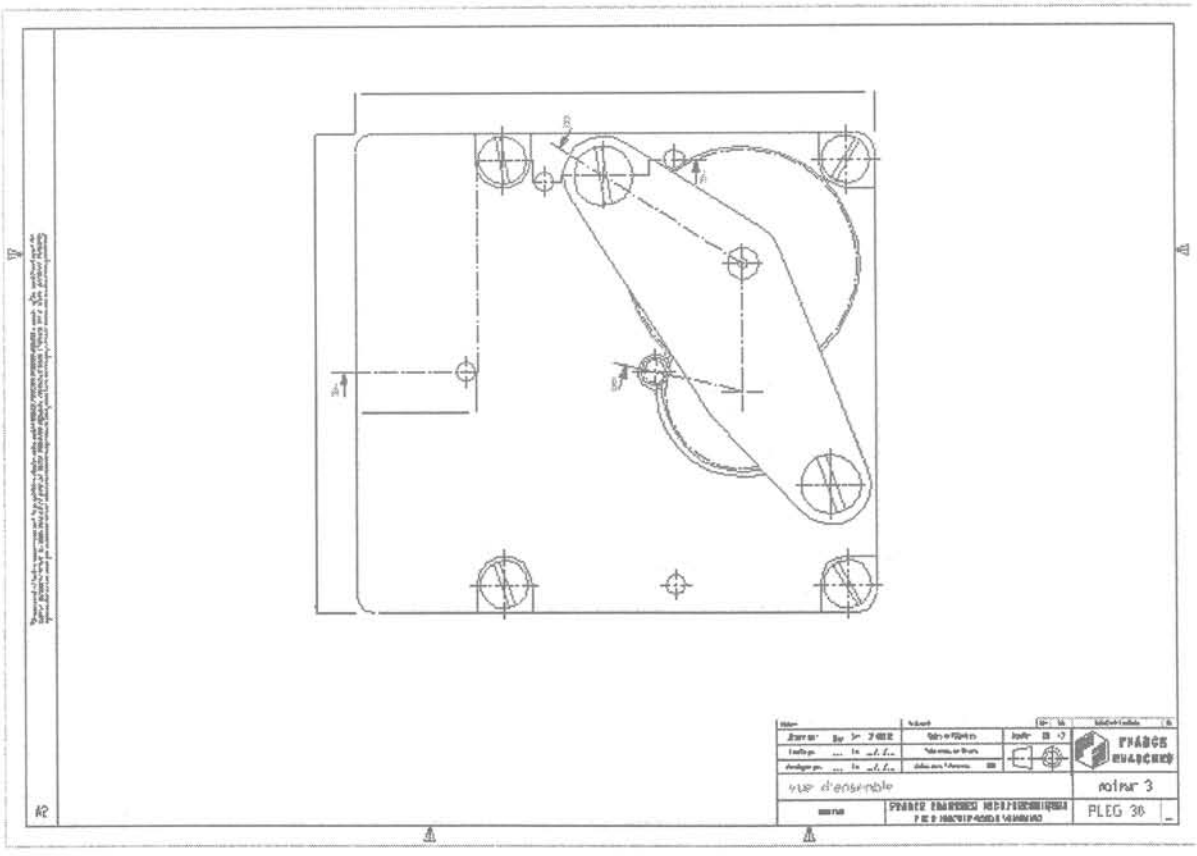
Les vias et les plots ont été définis directement avec le logiciel de dessin des masques, par des intersections de surfaces tenant compte des marges ev et ep.

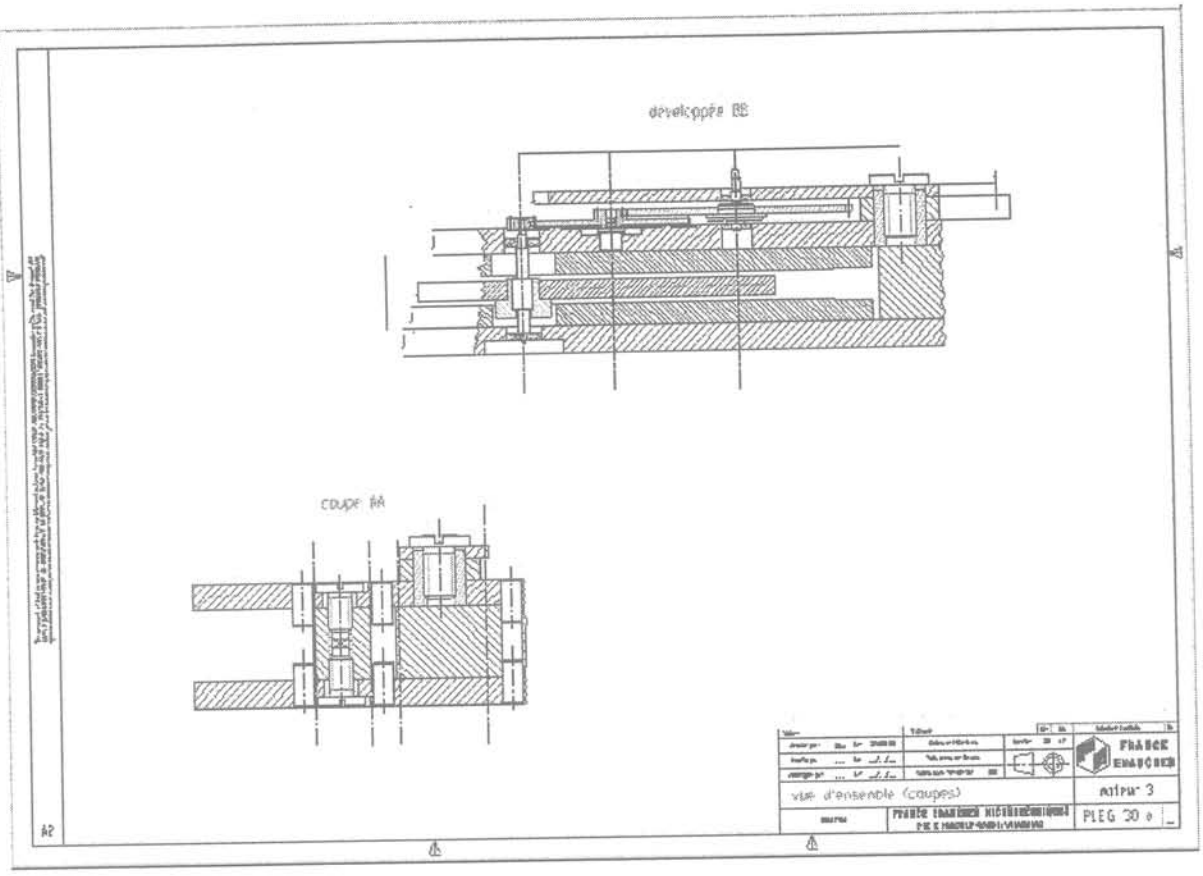
Plans des pièces mécaniques






Coupe AA
plaque haute
PLEG 33


vue d'ensemble
PLEG 36


développé BB
COUPE AA
vue d'ensemble (coupes)
échelle 3
PLEG 30 e

Références

[AHN 93] C.H. Ahn, Y.J. Kim, M.G. Allen,
"A planar variable reluctance magnetic micromotor with fully integrated stator and coils",
IEEE J. of MEMS Vol. 2, n°4, pp 165-173, 1993

[AKO 84] G. Akoun, J.P. Yonnet,
"3D analytical calculation of the forces exerted between two cuboidal magnets",
IEEE Trans. Mag., Vol 20, n° 5, 1984.

[ATA 93] M. Ataka, A. Omokada, N. Takeshima. H. Fujita,
"Polyimide bimorph actuators for a cyliary motion system",
IEEE J. of MEMS, Vol. 2, n°4 , p. 146-150, 1993.

[BEC 82] E.W. Beecker, H. Bets, W. Ehrfeld,
"Production of separation nozzle systems for Uranium enrichment by a combinaison of X-Ray lithography and Galvanoplastics",
Naturwissenchaften, 69, pp 520-523, 1982.

[CET] Centre Technique de l'Industrie Horlogère (CETEHOR),
http://www.reseau-cti.com/html/body_cetehor.html

[CET 93] CETEHOR,
"Les micromoteurs électromagnétiques de Toshiba",
Lettre d'information, No. 101, 1993.

[CHR 99] T. Christenson, T. Garino, E. Venturini, D. Berry,
"Application of deep X-ray lithography fabricated rare-earth permanent magnets to multipole magnetic microactuators",
Transducers '99, pp98-101, 1999.

[CUG 96] O. Cugat,
"Miniature permanent magnet bearings : application to planar micro-motors",
Proc. Congrès Mecatronics, pp. 624-626, Besançon 1996.

[CUG 00] O. Cugat, P. Mounaix, S. Basrour, C. Divoux, G. Reyne,
"Deformable Magnetic Mirror for Adaptive Optics",
Proc. IEEE MEMS'00, IEEE Catalog n° 00CH36308, p. 485 – 490, Japon 2000.

[DAN 95] W. Daniau, S. Ballandras, L. Kubat, J. Hardin, G. Martin, S. Basrour,
"Fabrication of an electrostatic wobble micromotor using deep-etch UV lithography, nickel electroplating and a titanium sacrificial layer",
J. Micromech. Microeng. 5, pp 270-275, 1995.

[DIV 97] C. Divoux, O. Cugat, G. Reyne, J. Boussey-Saïd, S. Basrour, G. Meunier,
"Deformable Mirror using Magnetic Membranes - Application to Adaptive optics in Astrophysics",
Proc. IEEE Compumag '97, Rio 1997,
IEEE Trans. on Mag., Vol 34-5-1, p3564 –3567, 1998.

[DIV 98] C. Divoux,
"Réseaux de microbobines planaires et membranes magnétiques déformables. Application à l'optique adaptative",
Thèse soutenue à l'INPG, Grenoble 1998.

[DOR 95] A.P. Dorey, J.H. Moore,
"Advances in actuators",
Institute of Physics Publishing, 1995

[EYG 97] B. Eyglunent,
"Manuel de thermique",
Hermès sciences, 1997.

[FER 99] V.M. Fernandez,
"Contribution aux microsystèmes magnétiques: micromoteur asynchrone à palier magnétique",
Thèse soutenue à l'INPG, Grenoble 1999.

[FLI] FLIR Systems,
http://www.flir.fr/.

[FLU] CEDRAT,
4301 ZIRST, F-38943 MEYLAN

[FRA] Technotime microtechnique,
2 rue de l'Industrie, F-25800 VALDAHON.

[GIL 97a] P.A. Gilles,
"Micromoteur planaire a palier magnétique intégré",
DEA soutenu à l'INPG, Grenoble 1997.

[GIL 97b] P.A.Gilles, O. Cugat, V. Fernandez, J. Delamare, G. Reyne,
"Micromotors on permanent magnet bearings",
Proc. IEEE COMPUMAG'97, pp. 616-617, Rio 1997.

[GIL 00a] P.A. Gilles, O. Cugat, J. Delamare, C. Divoux, V. Fernandez,
"3-phase coil for planar brushless micromotor",
Proc. Actuator'2000, pp. 181-184 Bremen 2000.

[GIL 00b] P.A. Gilles, J. Delamare, O. Cugat,
"Design of a permanent magnet planar synchronous micromotor",
Proc. IAS'2000, Roma 2000.

[GOE 94] 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.

[GUC 91] H. Guckel, K.J. Skrobis, T.R. Christenson,
"Fabrication and testing of the planar magnetic micromotor",
J. of Micromech. and Microeng. 1, pp. 135-138, 1991.

[GUC 93] H. Guckel, T.R. Christenson, K.J. Skrobis,
"A first functional current excited planar rotational magnetic micromotor",
Proc. IEEE MEMS'93, pp. 7-11, 1993.

[IBM 98] T. Reiley, T. Albrecht, D. Albrecht, K. Kuroki, M. Aoyagi,
"A micro hard-disk drive",
Proc. Electrochem. Soc. 98-20 pp10-18, 1998.

[IMM] Institut for Microtechnology Mainz,
Developments: micromotor,
http://www.imm-mainz.de/content.html

[IMP] Imphy Ugine Précision,
Produits, Alliages magnétiques et spéciaux,
http://www.iup-online.com/francais/societe/f_societe.htm

[ITO 93] T. Itoh,
"Technology tackles challenge of motor miniaturization",
Japanese J. of Electronic Eng., pp 58-62, 1993.

[JUF 94] M. Jufer,
"Size limits and characteristic influence of electromagnetic actuators",
Proc. 4th Int. Conf. on News Actuators, pp. 390-393, Bremen 1994.

[KLE 00] S. Kleen, W. Ehrfeld, F. Michel, M. Nienhaus, H.D. Stoelting,
"Penny-motor : a family of novel ultraflat electromagnetic micromotors",
Actuator 2000, pp193-196, 2000.

[KOR 99] N.V. Kornilov,
"Sputtered NdFeB Thick Films: Technology, Properties, Texture",
La Revue de Metallurgie - SF2M - JA 99, pp 85, 1999.

[KOS 69] M. Kostenko, L. Piotrovski,
"Machines électriques,"
Editions de Moscou, Tome II, 1969.

[MAT 96] M. Matsuzaki, T. Masruo, Y. Mikuriya,
"Comparison of electrostatic and electromagnetic motors based on fabrication and performance criteria",
Yaskawa Electric Corp., Tsukuba Lab., Japan 1996

[MAX] Maxon motor,
Maxon EC 6 motor,
http://www.maxon.ch/

[MEH 90] M. Mehregany,
"A study of three microfabricated variable capacitance motors",
Sens. & Act. A21-A23, pp 173-179, 1990.

[MIN 97] MINOTTI P., LANGLET P., BOURBON G., FUJITA H. et MASUZAWA T.,
"Design and fabrication of high torque electrostatic micromotors using micromachining of thin polysilicon sheets",
SPIE Proceedings, Vol. 3242, p. 354-363, 1997.

[MIN 98] P. Minotti, A. Ferreira,
"Les micromachines",
Hermès, Paris 1998.

[NID] Nidec,
Spindle motors for HDDs,
http://www.nidec.co.jp/english/product/body1.html

[NIE 99] M. Nienhaus, W. Ehrfeld, H.D. Stoelting, F. Michel, S. Kleen,
"Design and realization of a penny-shaped micromotor",
Proc. SPIE Micromachining and microfabrication, Paris 1999.

[PAR] Parvex,
Servomoteurs CC, série AXEM,
http://www.parvex.com/products/catalogue1.htm.

[PAS 89] F. Paschen,
"Uber die zum Funkenübergang in Luft, Wasserstoff und Kohlensäure bei verschiedene Drucken erforderliche Potentialdifferenz",
Annalen der Physik 37, pp. 69-96, 1889.

[PHO] Photronics SA,
Jacqet-Droz 7, CH-2007 Neuchatel,
http://www.photronics.com/.

[POR] API Motion,
Miniature Disc Magnet Step Motors,
http://www.apimotion.com/prod/motors.asp.

[RHO] Rhône Alpes Laser,
5 rue Rif Tronchard, F-38120 FONTANIL CORNILLON.

[RMB] RMB Group,
Micro precision systems: motors,
http://www.smoovy.com/psa.html.

[SAU 94] D. Sauget,
"Micromoteur électromagnétique multipolaire Φ 2 x 7,5 mm",
CETEHOR Info 99, p 47, 1994.

[SEG 94] G. Séguier, F. Notelet,
"Electrotechnique industrielle",
Tec & Doc, 1994.

[SOM] Société Outillage Matières Plastique,
8 rue du 19 Mars 1962, F-38130 ECHIROLLES.

[TAI 89] Y.C. Tai, L.S. Fan, R.S. Muller,
"IC-processed micro-motors: design, technology and testing",
Proc. IEEE MEMS'89, pp 1-6, Salt Lake City USA, 1989.

[TEL] Téleph SA,
8 chemin Clos, F-38240 MEYLAN.

[TRI 89] W.N.S. Trimmer, R. Jebens,
"Harmonic electrostatic motors",
Sens. & Act. A20, pp 14-17, 1989.

[UDA 91] K.R. Udayakumar, S.F.Bart, A.M. Flynn, J. Chen,
"Ferroelectric thin film ultrasonic micromotor",
Proc. IEEE MEMS'91, pp 109-113, 1991.

[UGI] UGIMAG,
Samarium-Cobalt: RECOMA,
http://www.carbonelorraine.com/ugimag/.

[WAG 92] B. Wagner, M. Kreutzer, W. Benecke,
"Linear and rotational magnetic micromotors fabricated using silicon technology",
Proc. IEEE MEMS'92, Travemuende 1992.

[WIL 97] C.B. Williams,
"Modelling and testing of a frictionless levitated micromotor",
Sens. & Act. A61 pp 469-473, 1997.

[WUR 96] F. Wurtz and J. Bigeon,
"Methodology and tool for computer aided design with constraints of electrical devices",
Proc. IEEE trans Mag, vol 32, no 3, may 96, pp 1429-1432, 1996.

[YAM 91] S. Yamashita, J. Yamasaki, M. Ikeda, and N. Iwabuchi,
"Anisotropic Nd-Fe-B thin-film magnets for milli-size motor",
Journal of Applied Physics, vol. 70(10), pp. 6627-6629, 1991.

[YOO 99] J.B. Yoon, C.H. Han, E. Yoon, C.K. Kim,
"Monolithic Integration of 3-D Electroplated Microstructures with Unlimited Number of Levels Using Planarization with a Sacrificial Metallic Mold (PSMM)",
Proc. IEEE MEMS'99, pp 624-629, Japon 1999.

Congrès et publications

V. Fernandez, G. Reyne, O. Cugat, **P.A.Gilles**, J. Delamare,
"Modélisation de micropaliers à aimants permanents",
Forum ADEMIS, Paris 1997 (Poster).

P.A.Gilles, O. Cugat, V. Fernandez, J. Delamare, G. Reyne,
"Micromotors on permanent magnet bearings",
IEEE COMPUMAG'97, pp. 616-617, Rio 1997.

V. Fernandez, G. Reyne, O. Cugat, **P.A.Gilles**, J. Delamare,
"Design and modelling of permanent magnet microbearings",
IEEE COMPUMAG'97, pp. 616-617, Rio 1997,
IEEE Transactions on Magnetics, Vol 35 N°3, pp. 1805-1808, 1999.

P.A. Gilles, O. Cugat, J. Delamare, P. Gaud,
"Micromoteur brushless",
Forum ADEMIS, Paris nov 1999 (Poster).

P.A. Gilles, O. Cugat, J. Delamare, C. Divoux, V. Fernandez,
"3-phase coil for planar brushless micromotor",
Actuator'2000, pp. 181-184, Bremen juin 2000.

P.A. Gilles, J. Delamare, O. Cugat,
"Design of a permanent magnet planar synchronous micromotor",
IEEE IAS'2000, vol. 1 pp 223-227, Roma oct 2000.

O. Cugat, **P.A. Gilles**, J.Delamare,
"Micromoteur synchrone planaire à aimants",
Journées Micro et NanoTechnologies CNRS, Paris nov 2000 (O. Cugat orateur invité).

M. Ivanes, **P.A Gilles**, J. Delamare, O. Cugat,
"Micromoteur synchrone planaire à aimants",
MINATEC, journée DGA, Grenoble Avril 2001 (M. Ivanes orateur invité).

M. Jufer, **P.A. Gilles**, J. Delamare,
"Micromoteurs électromagnétiques",
Traité EGEM, Hermès, à paraître.

P.A. Gilles,
"Processus de dimensionnement d'un micromoteur planaire synchrone",
JCGE'2001, Nancy nov 2001.

P.A. Gilles, J. Delamare, O. Cugat,
"Rotor for a brushless micromotor",
JEMS'2001, Grenoble août 2001 (poster),

P.A. Gilles, J. Delamare, O. Cugat,
"Rotor for a brushless micromotor",
JMMM avril 2002.

P.A. Gilles, O. Cugat, J. Delamare, C. Locatelli,
"Planar double-layer coil for brushless micromotor",
Mecatronics'2001, Besançon oct 2001.