

Analyse et mise en œuvre d'un moteur électromagnétique microfabriqué

THÈSE N° 4801 (2010)

PRÉSENTÉE LE 24 SEPTEMBRE 2010

À LA FACULTÉ SCIENCES ET TECHNIQUES DE L'INGÉNIEUR

LABORATOIRE D'ACTIONNEURS INTÉGRÉS

PROGRAMME DOCTORAL EN SYSTÈMES DE PRODUCTION ET ROBOTIQUE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE

POUR L'OBTENTION DU GRADE DE DOCTEUR ÈS SCIENCES

PAR

Sebastiano MERZAGHI

acceptée sur proposition du jury:

Prof. P.-A. Farine, président du jury
Prof. Y. Perriard, Dr C. Köchli, directeurs de thèse
Prof. C. Espanet, rapporteur
Prof. J. Jacot, rapporteur
Dr L. Paratte, rapporteur



ÉCOLE POLYTECHNIQUE
FÉDÉRALE DE LAUSANNE

Suisse
2010

*Everything will be okay in the end.
If it's not okay, it's not the end.*

- Unknown -

Remerciements

Avec ces quelques lignes je tiens à remercier toutes les personnes qui m'ont entourées pendant la durée de ce travail. Votre soutien a été indispensable tant au niveau professionnel que humain.

Je tiens particulièrement à remercier Yves, qui m'a donné la possibilité de réaliser ma thèse au sein de son laboratoire et qui m'a toujours démontré sa confiance en me laissant une grande liberté tout en restant disponible chaque fois que j'en sentais le besoin. Je remercie également Christian pour sa disponibilité, son soutien et les heures passées à répondre à mes innombrables questions. Il a vraiment été un point de référence tout au long de ce travail. Un grand merci aussi à Paolo qui est toujours prêt à donner un coup de main.

Il ne faut pas oublier toutes les autres personnes qui ont permis le bon déroulement de ce projet et qui m'ont aidé dans les différents domaines touchés par cette étude. Je pense en particulier à Lionel, Jacques, Laurent, Emmanuel, Sébastien, Lucas ainsi qu'au staff du CMi.

Il faut aussi que je remercie toute l'équipe du LAI qui ont créé une excellente atmosphère de travail et en particulier mes 5 *colocataires* qui ont partagé le bureau avec moi et, avec lesquels, j'ai passé des moments forts agréables.

J'aimerais également dire un grand merci à toute ma famille, mais surtout à mes parents Giorgio et Myriam qui m'ont toujours soutenu et encouragé pendant mes études en Suisse romande.

Ces magnifiques années passées sur les rives du Léman n'auraient jamais été pareilles sans le support de tous mes amis qui ont réussi, avec leur chaleur, à compenser la nostalgie du soleil tessinois.

Je tiens aussi à remercier Ludivine qui, entre autre, a eu le privilège et le courage de lire en avant première ce document.

Finalement, j'aimerais dédier cette thèse à ma fille Camilla qui, avec sa spontanéité, son sourire et sa joie de vivre, réussit toujours à ensoleiller mes journées.

Résumé

Jusqu'à présent, l'actionnement des microsystèmes est un domaine dans lequel les systèmes électrostatiques ont une position dominante. Le choix de cette solution est dicté par leur géométrie et leur principe de fonctionnement qui conviennent parfaitement aux techniques de micro-fabrication utilisées pour la réalisation des MEMS (Micro Electro Mechanical Systems). Les entraînements électromagnétiques ne sont par contre que rarement réalisés à de petites dimensions. L'explication est à rechercher d'une part, dans l'absence de matériaux ferromagnétiques dans les procédés standards utilisés en salle blanche et d'autre part, dans la difficulté d'adapter une géométrie typiquement tridimensionnelle à une technologie plane.

Cette thèse présente l'étude d'un nouveau micromoteur électromagnétique développé en technologie MEMS. Le but est de réaliser un nouvel entraînement qui puisse satisfaire les contraintes de l'industrie horlogère. Le moteur synchrone à aimants permanents semble être la meilleure solution. L'étude de l'état de l'art et des lois de similitude montre en effet qu'à de faibles dimensions l'utilisation d'un aimant permanent est indispensable pour atteindre de bonnes performances. Le moteur analysé est à flux axial et hybride parce qu'il combine un stator micro-fabriqués à un rotor réalisé avec des composants discrets (aimant permanent fritté). Sa géométrie, caractérisée par la superposi-

tion du rotor au stator, est idéale par rapport au principe de fabrication des microsystèmes qui se base sur la structuration et l'empilement de couches successives.

Le dimensionnement du moteur a été réalisé grâce à un modèle analytique qui décrit les caractéristiques électromagnétiques du système en fonction de ses paramètres dimensionnels, électriques et magnétiques. Avant d'être utilisé pour rechercher la solution optimale, il a été validé à l'aide de simulations par éléments finis.

Les résultats obtenus pendant la phase d'optimisation se sont avérés très intéressants. Ils ouvrent les portes du domaine horloger aux moteurs électromagnétiques micro-fabriqués. L'étude théorique leur prévoit en effet des performances égales, voire supérieures, au moteur Lavet qui est actuellement le seul type de moteur à entraîner les aiguilles des montres à quartz.

La fabrication d'échantillons fonctionnels est indispensable pour la validation de l'analyse théorique. Dans le cadre de ce projet, son rôle acquiert d'avantage d'importance puisqu'il est également nécessaire de vérifier la faisabilité de la mise en œuvre du stator. Cet élément est obtenu en suivant un processus de fabrication qui a été expressément développé pour cette application et qui combine plusieurs techniques utilisées en salle blanche. Il permet de réaliser des bobines avec deux couches de cuivre superposées. Même si à première vue ce processus semble long et complexe, un grand effort a été réalisé afin d'obtenir un procédé qui soit à la fois simple et fiable mais qui atteint également les objectifs fixés.

Les prototypes ont été assemblés en utilisant des paliers horlogers standards. Le rôle de ces premiers moteurs est de valider les résultats théoriques et de montrer les étapes critiques de la fabrication ainsi que les phénomènes secondaires qui ne sont pas pris en compte lors de la conception. Leur caractérisation a démontré, une fois de plus, le grand potentiel des systèmes électromagnétiques MEMS.

Mots-clés : Moteur synchrone à aimants permanents, MEMS électromagnétiques, bobines micro-fabriquées, deux couches de cuivre superposées, micro-usinage du silicium.

Abstract

Until now, the preferred solution for MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) actuation is the electrostatic one. The main reason is that this kind of actuators can be easily manufactured following the microfabrication rules, as their geometry perfectly fits to the characteristics of this technology.

On the other hand, electromagnetic systems are rarely developed at small scale. Two explanations can be given. First, ferromagnetic materials are not available in standard cleanroom processes and secondly, adapting the typical three-dimensional geometry of electromagnetic drives to a planar technology is quite difficult.

This thesis addresses the design of a new electromagnetic MEMS micromotor. The aim is to develop a new motor, which is able to satisfy the specifications of the watchmaker industry. The state of the art and the scaling laws show that a permanent magnet is compulsory to obtain small scale high performances motors. This is one of the reasons why, according to the project specifications, a permanent magnet synchronous motor (BLDC) seems to be the best solution. The designed motor is hybrid because it combines a microfabricated stator and a common magnet obtained with standard macroscopic fabrication processes. Its geometry is characterized by the overlapping of the rotor over the stator and it is well suited to the microsystems ma-

nufacturing principle which is based on the design of stacked layers.

In order to design the motor, an analytical electromagnetic model has been developed. The accuracy of this mathematical model has been validated by means of finite elements simulations before using it to find the optimal design.

Optimization results are very interesting and they demonstrate the suitability of such electromagnetic micromotor for the watch industry. At least, the same performances as the Lavet motor, which actually drives the clock hands, are predicted.

Prototypes manufacturing is indispensable for theoretical analysis validation. Moreover, for the current project, this part has a higher importance because the feasibility of the stator micro-fabrication must also be demonstrated. These components are made following a process flow that has been especially developed for this application by combining several methods available in cleanrooms. It allows carrying out coils with two copper layers. Even if it seems to be complicated and with many steps, a great effort has been made to obtain the simplest and most reliable process flow.

Prototypes have been assembled using standard watchmakers bearings. The goals are to validate the theoretical results and to highlight the critical fabrication steps as well as secondary phenomena, which were not considered during the design phase. Once again, the motors characterization demonstrates the great potential of electromagnetic MEMS.

Keywords : Permanent magnet synchronous motor, brushless motor (BLDC), electromagnetic MEMS, coils microfabrication, two stacked copper layers, batch-type wafer technology.

Table des matières

1	Introduction	1
1.1	Structure de la thèse	2
2	Etat de l'art	5
2.1	Introduction	6
2.2	Lois de similitude	7
2.3	Bobines micro-fabriquées	12
2.4	Actionneurs linéaires	16
2.5	Moteurs rotatifs	30
2.6	Conclusions	38
3	Contexte de l'étude	39
3.1	Introduction	40
3.2	Cahier des charges	40
3.3	Catalogue des solutions	42
3.4	Etude de faisabilité	44
3.5	Conclusions	54
4	Modèle analytique	57
4.1	Introduction	58
4.2	Induction magnétique	59
4.3	Tension induite	69
4.4	Couple et puissance mécanique	71

4.5	Paramètres électriques du modèle	72
4.6	Bilan des puissances	77
4.7	Magnétisation des aimants	78
4.8	Conclusions	83
5	Etude du moteur	85
5.1	Introduction	86
5.2	Processus d'optimisation	86
5.3	Optimisation	94
5.4	Dimensionnement des prototypes	99
5.5	Conclusions	103
6	Echantillons fonctionnels	105
6.1	Introduction	106
6.2	Le stator	106
6.3	Le rotor	120
6.4	L'assemblage	121
6.5	Conclusions	124
7	Caractérisation des moteurs	125
7.1	Introduction	126
7.2	Caractérisation électrique	126
7.3	Tension induite	127
7.4	Couple de frottement	129
7.5	Alimentation en boucle ouverte	133
7.6	Moteur asservi	139
7.7	Conclusions	141
8	Conclusions	143
8.1	Contributions originales	144
8.2	Perspectives	146
	Annexes	149
A	Complément de la modélisation	151
B	Moteurs optimisés	157
C	Processus de fabrication	161
D	Layout des masques	165

TABLE DES MATIÈRES

xiii

E	Feuille de route	173
F	Liste des symboles	179
	Bibliographie	185
	Curriculum Vitæ	191

CHAPITRE 1

Introduction

La technologie des microsystèmes est en pleine expansion et son état actuel permet d'intégrer un grand nombre de fonctions sur une même puce. Ces composants sont ensuite micro-usinés en grande quantité sur la même plaque de silicium. Cette fabrication parallèle engendre un avantage économique non-négligeable qui représente un des atouts principaux des microsystèmes. La complexité des dispositifs augmente et leurs dimensions diminuent à tel point que la nanotechnologie est devenue d'actualité. Avec la constante amélioration des techniques de micro-fabrication, des structures tridimensionnelles de plus en plus complexes ont vu le jour, permettant ainsi le développement de microsystèmes capables de fournir un travail mécanique. Les premiers entraînements électriques MEMS, *Micro Electro Mechanical Systems*, à avoir été réalisés étaient les actionneurs électrostatiques mais, en parallèle, des moyens alternatifs pour créer une force étaient également explorés. Un grand nombre de nouveaux principes d'actionnement ont été testés et les premiers microsystèmes électromagnétiques ont ainsi été développés.

Dans le monde horloger, la miniaturisation est un art bien connu et parfaitement maîtrisé. Le domaine des MEMS et de la micro-fabrication du silicium ne pouvait pas passer inaperçu à

leurs yeux, puisque cette technologie est synonyme de précision, miniaturisation et innovation.

Les premiers produits issus de cette technologie à être intégrés dans les montres mécaniques ont été des composants en silicium comme par exemple les roues dentées ou les ressorts spiraux [1], [2]. Le grand avantage du silicium est constitué par ses bonnes propriétés mécaniques et par les techniques de micro-fabrication qui permettent de créer des formes très complexes.

Après ce premier succès dans le domaine des montres de moyenne et haute gamme, les microsystèmes cherchent leur place dans les montres à quartz analogiques. La clef du succès réside dans le développement d'un nouveau micromoteur qui puisse succéder au moteur Lavet. Les excellentes performances de ce moteur, parfaitement adapté à cette application, sont démontrées par le fait qu'il est l'objet d'études et d'optimisations depuis plusieurs dizaines d'années et que, jusqu'à présent, aucun autre système n'a été capable de le remplacer.

Cette étude est donc focalisée sur le développement d'un nouveau moteur électromagnétique MEMS qui puisse satisfaire les besoins de l'industrie horlogère. Les défis sont nombreux. D'un côté il faut trouver une solution qui puisse s'adapter au domaine horloger aussi bien que le moteur Lavet. De l'autre, il faudra faire face à toutes les difficultés qui caractérisent l'exploration d'un nouveau domaine comme celui des micromoteurs électromagnétiques MEMS qui n'a été que faiblement étudié jusqu'à présent.

L'objectif principal de ce travail est de mener une étude de faisabilité pour démontrer qu'un système de ce type peut satisfaire les contraintes horlogères et que la technologie actuelle permet de le fabriquer.

1.1 Structure de la thèse

Ce travail de recherche est axé sur un domaine qui est encore relativement peu exploré et pour lequel nous n'avons pas de connaissances spécifiques. Notre savoir-faire couvre les entraînements électromagnétiques dont les dimensions dépassent les dizaines de millimètres. Dans ces dimensions, les décisions importantes qui permettent de définir l'axe de recherche peuvent

être prises en se basant aussi sur l'expérience.

Dans le cadre de cette étude, ces choix ne peuvent pas être justifiés uniquement par rapport à notre savoir-faire mais ils nécessitent des bases scientifiques plus solides. Ces fondements sont constitués par l'état de l'art et les lois de similitude qui permettent d'exploiter nos connaissances dans un nouveau contexte. Ces deux outils sont décrits au chapitre 2. Ils ont été présentés sous le même chapitre dans le but de regrouper tous les éléments nécessaires au choix du type de système qui fera l'objet de la recherche.

Une fois que les bases sont posées, le contexte de l'étude sera présenté au chapitre 3. Cette analyse définit les besoins de l'application qui sont présentés sous forme de cahier des charges. La deuxième partie de ce chapitre est dédiée à la discussion des avantages et des inconvénients des différents types d'entraînements électromécaniques lorsqu'ils sont réalisés en technologie MEMS. Cette étude, basée sur les notions présentées au chapitre 2, a abouti au choix du moteur satisfaisant au mieux le cahier des charges.

Les chapitres 2 et 3 constituent donc la première partie de la thèse qui sert à définir la problématique et à identifier la géométrie de la solution la plus prometteuse.

La deuxième partie est dédiée à l'analyse du moteur. Le chapitre 4 présente le modèle analytique qui permet de prévoir les performances du système à partir de ses caractéristiques dimensionnelles, magnétiques et électriques. Le but de cet ensemble d'équations est d'avoir un outil de dimensionnement rapide, avec un temps de calcul très réduit. Il permet de déterminer les principales grandeurs électromagnétiques qui caractérisent le système. L'application du modèle analytique est présentée au chapitre 5 lors de la phase de dimensionnement et d'optimisation du moteur. Dans cette partie, les différentes contraintes seront discutées ainsi que leur influence sur le dimensionnement. Les résultats de l'optimisation démontreront le grand potentiel du micromoteur dans le monde horloger.

La troisième et dernière partie de cette thèse présente la phase pratique de l'étude. Au chapitre 6, nous décrivons la mise en œuvre des moteurs avec un accent particulier sur la fabrication des stators qui ont été réalisés dans les salles blanches du

Centre de MicroNanoFabrication (CMi) de l'EPFL.

La caractérisation des prototypes est décrite au chapitre 7. Ces résultats permettent de valider la méthodologie suivie pour la conception du moteur et de vérifier la pertinence du modèle analytique. Un tel contrôle est indispensable pour qu'il puisse être utilisé par la suite, lors des dimensionnements futurs.

Ce travail de thèse a été réalisé à partir du projet KTI/CTI n° 8309.2 EPRP-W.

CHAPITRE 2

Etat de l'art et lois de similitude

Sommaire

2.1	Introduction	6
2.2	Lois de similitude	7
2.2.1	Analyse des systèmes électromagnétiques lors d'une réduction d'échelle	9
2.3	Bobines micro-fabriquées	12
2.4	Actionneurs linéaires	16
2.4.1	Introduction	16
2.4.2	Actionneurs réductants	18
2.4.3	Actionneurs électromagnétiques	22
2.4.4	Actionneurs réductants polarisés	24
2.4.5	Actionneurs électrodynamiques	27
2.5	Moteurs rotatifs	30
2.5.1	Moteurs réductants	30
2.5.2	Moteurs électromagnétiques	32
2.5.3	Moteurs asynchrones	34
2.6	Conclusions	38

2.1 Introduction

La grande partie des études sur l'actionnement des micro-systèmes a été axée, jusqu'à présent, sur des systèmes électrostatiques. Les raisons principales de ce choix étaient de nature historique et technologique [3].

Pour mieux comprendre cet intérêt vis-à-vis de l'électrostatique, il faut se souvenir que les microsystèmes sont issus de la technologie de la microélectronique même si maintenant ils constituent un domaine spécifique avec des techniques de fabrication propres. D'une façon très simpliste, les actionneurs électrostatiques les plus répandus, les actionneurs à peigne ou *comb drive* (Fig. 2.1) [4], ne sont rien d'autre que des condensateurs à capacité variable dont une électrode est mobile et retenue par des lames. Hormis la couche sacrificielle d'oxyde de silicium nécessaire pour la réalisation de la partie mobile, ces systèmes sont directement réalisés à partir du savoir-faire de la microélectronique. Ils sont donc très intuitifs et aucune connaissance spécifique n'est nécessaire pour entamer le développement de simples actionneurs de ce type.

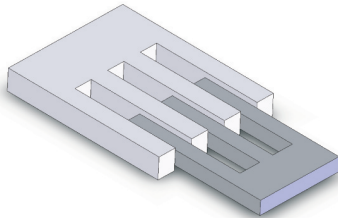


Figure 2.1 – Schéma d'un actionneur électrostatique à peigne ou *comb drive*. La partie mobile, en gris foncé, glisse à l'intérieur de la partie fixe plus claire.

Leur géométrie constitue l'avantage principal par rapport aux systèmes électromagnétiques. Pour effectuer un déplacement dans le plan X-Y, l'actionneur électrostatique ne nécessite qu'une géométrie 2D. Il est donc facilement réalisable en partant de la technologie de la microélectronique qui est, par définition, une technologie planaire. Les deux points critiques sont la gravure des flancs verticaux épais qui jouent le rôle d'électrode et la sous-gravure du SiO_2 qui permet la libération des parties mobiles.

Contrairement à un système électrostatique, un actionneur électromagnétique ne peut pas être réalisé avec une géométrie 2D. Pour obtenir des bonnes caractéristiques, il faut refermer le chemin du flux magnétique.

Avant de pouvoir apercevoir les premiers systèmes électromagnétiques à l'échelle microscopique, il a fallu attendre les progrès de la technologie des microsystèmes avec notamment l'arrivée des couches épaisses, de la gravure profonde et des matériaux ferromagnétiques. Il a ainsi été possible de réaliser des structures pseudo tridimensionnelles avec une technologie plane. Ces nouvelles techniques de production sortent du savoir-faire de la microélectronique et donnent naissance à un nouveau domaine propre aux microsystèmes.

Une autre raison du manque d'intérêt initial pour le domaine des microsystèmes électromagnétiques est imputable à plusieurs publications scientifiques parues dans les années 1990. En partant d'hypothèses qui étaient souvent favorables à l'électrostatique et défavorables à l'électromagnétisme, elles ont montré à l'aide des lois de similitude que, lors d'une réduction d'échelle, les forces électrostatiques diminuent moins drastiquement que les forces électromagnétiques [5], [6], [7] et [8]. Les lois de similitude ont toujours joué un rôle important dans le choix du principe d'actionnement à implémenter dans les microsystèmes. En outre, il s'agit d'un outil très intéressant auquel nous ferons référence dans la suite du travail. Ce sont les raisons pour lesquelles une partie de ce chapitre est dédiée à ce sujet.

2.2 Lois de similitude

À l'image de [5] qui affirme que les forces électromagnétiques sont avantageuses par rapport aux forces électrostatiques uniquement jusqu'à des dimensions millimétriques, les lois de similitude ont souvent été utilisées pour justifier l'avantage des microsystèmes électrostatiques vis-à-vis de l'électromagnétisme. De nombreuses publications suivant la même démarche peuvent être citées comme [9], [10] et [11].

Deux raisons principales expliquent ces résultats. Les hypothèses de départ constituent la première. Souvent, elles étaient défavorables à l'électromagnétisme et favorables à l'électrostatique

comme, par exemple, le fait de garder une densité de courant constante. La deuxième raison est liée au type de force électromagnétique utilisé lors de la comparaison. La plupart des publications utilisaient celle générée par un courant propre responsable du fonctionnement des systèmes réductants. Ce type de force, comme démontré par la suite, est le moins performant à petite échelle.

Dans le domaine de l'électromagnétisme, il existe par contre trois types de forces qui sont issues des interactions suivantes :

1. Interaction courant - courant ;
2. Interaction courant - aimant ;
3. Interaction aimant - aimant.

La Table 2.1 résume le comportement des forces électromagnétiques lors d'une réduction d'échelle homothétique selon certaines publications. Le paramètre k_h correspond au facteur d'homothétie. A titre de comparaison, les forces électrostatiques sont proportionnelles à k_h^2 selon [6] et [7], tandis qu'elle suivent une loi en k_h^0 selon [12].

	[7]	[12]	[6]		
			(a)	(b)	(c)
F_{c-c}	k_h^4	k_h^4	k_h^4	k_h^3	k_h^2
F_{c-a}	k_h^3	-	k_h^3	$k_h^{2.5}$	k_h^2

Table 2.1 – Comportement des forces électromagnétiques (interactions courant-courant (c-c) et courant-aimant (c-a)) lors d'une réduction d'échelle. Le paramètre k_h correspond au facteur d'homothétie. Trois hypothèses de départ ont été utilisées par [6] : (a) Densité de courant constante ($J \sim k_h^0$) ; (b) Echauffement constant ($J \sim k_h^{-0.5}$) ; (c) Température du bobinage constante ($J \sim k_h^{-1}$).

En observant les valeurs de la Table 2.1, nous pouvons remarquer que [7] part de l'hypothèse d'une densité de courant constante. C'est une approche discutable étant donné qu'il a été plusieurs fois démontré que la densité de courant peut sensiblement augmenter lorsque les dimensions du système diminuent [3].

Les conclusions de [7] affirmant que les actionneurs magnétiques ne devraient pas être utilisés dans les systèmes micrométriques ne sont donc pas vraiment justifiées.

Une conclusion similaire est présentée par [6] même si sous certaines conditions il obtient le même facteur de réduction pour les forces magnétiques et électrostatiques. [6] ajoute que pour avoir des forces magnétiques comparables aux forces électrostatiques, il faut augmenter la densité de courant, ce qui entraîne une énorme dissipation de puissance.

Dans le domaine de l'actionnement des MEMS, l'idée de la supériorité de l'électrostatique vis-à-vis de l'électromagnétisme était largement répandue mais il faut néanmoins souligner que quelques publications démontraient le potentiel de cette deuxième méthode. Notamment [13] montre que les forces électromagnétiques peuvent être plus grandes que les forces électrostatiques également pour des entrefers de l'ordre d'un micromètre et qu'un meilleur rendement peut être obtenu. Même si la réalisation de la partie active d'un actionneur électromagnétique est objectivement plus complexe que celle d'un actionneur électrostatique, [13] affirme que lors de la fabrication d'un système complet, avec la partie de commande, l'avantage de l'électrostatique n'est plus si évident.

2.2.1 Analyse des systèmes électromagnétiques lors d'une réduction d'échelle

Afin d'obtenir des résultats de référence pour la suite du travail, nous aimerions présenter les effets de la réduction d'échelle sur les systèmes électromécaniques avec une approche un peu différente.

Nous commençons par définir les forces électromagnétiques qui décrivent les trois types d'interactions énumérées précédemment. En définissant L comme étant l'induction propre, i le courant, Λ la perméance magnétique et Θ_a le potentiel magnétique de l'aimant, ces différentes forces sont proportionnelles à :

1. Interaction courant - courant :

$$F_{c-c} \sim \frac{\partial L}{\partial x} i^2 \quad (2.1)$$

2. Interaction courant - aimant :

$$F_{c-a} \sim \frac{\partial \Lambda}{\partial x} \Theta_a i \quad (2.2)$$

3. Interaction aimant - aimant :

$$F_{a-a} \sim \frac{\partial \Lambda}{\partial x} \Theta_a^2 \quad (2.3)$$

Comme dans le cas de [3] et [6], l'analyse de ces forces sera menée en fonction des trois hypothèses suivantes :

- (a) Densité de courant constante ($J \sim k_h^0$);
- (b) Echauffement constant ($J \sim k_h^{-0.5}$);
- (c) Température du bobinage constante ($J \sim k_h^{-1}$).

L'hypothèse (c) définie comme *Température du bobinage constante* correspond à un cas amélioré d'échauffement constant. Elle considère les meilleures propriétés thermiques des microsystèmes qui peuvent dissiper une plus grande quantité de chaleur que les systèmes macroscopiques. La densité de courant admise peut en effet monter jusqu'à 10'000 A/mm² selon plusieurs publications et notamment selon [3]. Plusieurs raisons expliquent ce résultat :

- Le silicium est un excellent conducteur thermique et facilite l'évacuation de la chaleur ;
- Des faibles épaisseurs séparent les bobines de la surface qui permet l'échange thermique ;
- Grâce à la géométrie planaire des bobines, le rapport surface/volume est augmenté ;
- Le volume de silicium est largement supérieur à celui du cuivre et il joue un rôle important pour l'évacuation de la chaleur et comme puit thermique ;
- Le conducteur est directement en contact avec le substrat facilitant la conduction thermique.

En appliquant les lois de similitude aux relations (2.1) et (2.2), les résultats présentés par [6] (cf. Table 2.1) ont été vérifiés. En ce qui concerne les interactions "aimant - aimant", qui ne dépendent pas de la densité de courant, la force générée suit une loi proportionnelle à k_h^2 .

Le développement des équations a été volontairement omis mais il peut être facilement reconstruit en se référant à [14].

À notre avis, l'approche présentée jusqu'ici ne permet pas de comparer correctement deux systèmes homothétiques. Les résultats obtenus indiquent uniquement le facteur de réduction des forces sans prendre en compte les nouvelles dimensions. Si, par exemple, un système actionné par une interaction "courant - aimant" subit une réduction d'échelle homothétique d'un facteur 10, la seule information obtenue avec cette méthode est que la force qu'il génère est réduite d'un facteur 1'000 (Table 2.1). Comment est-il possible de comparer les performances de systèmes de tailles différentes lorsqu'ils réalisent le même type de fonction ? L'analyse du comportement des forces n'est pas suffisante pour répondre à cette question. Il faut introduire une grandeur relative qui considère que les contextes dans lesquels ils doivent opérer ne sont pas les mêmes parce que les dimensions sont différentes. Pour faire face à ce problème, la notion de force volumique F_V est introduite. Elle est obtenue en divisant la force par rapport au volume.

Les résultats de l'analyse des grandeurs volumiques à l'aide des lois de similitude sont résumés à la Table 2.2.

	Hyp. (a)	Hyp. (b)	Hyp. (c)
$F_{V,c-c}$	k_h^1	k_h^0	k_h^{-1}
$F_{V,c-a}$	k_h^0	$k_h^{-0.5}$	k_h^{-1}
$F_{V,a-a}$	k_h^{-1}	k_h^{-1}	k_h^{-1}
$P_{J,V}$	k_h^0	$k_h^{-0.25}$	k_h^{-1}

Table 2.2 – Comportement des grandeurs volumiques, forces F_V et pertes Joule $P_{J,V}$, lors d'une réduction d'échelle homothétique. Le paramètre k_h correspond au facteur d'homothétie. Les hypothèses utilisées sont : (a) Densité de courant constante ; (b) Echauffement constant ; (c) Température du bobinage constante

Nous pouvons commencer l'analyse de la Table 2.2 par les forces les plus performantes : celles qui sont issues d'une interaction "aimant - aimant". Les résultats montrent qu'elles deviennent beaucoup plus importantes pour des petites dimensions. Ces forces ne sont pas exploitables pour réaliser un action-

neur ou un moteur mais elles peuvent être utilisées, par exemple, pour des paliers magnétiques.

En conservant une densité de courant constante, les systèmes réductants ne sont pas performants à faible échelle (Table 2.2). En réduisant la taille d'un tel actionneur de façon homothétique d'un facteur 10, sa force volumique est également réduite d'un facteur 10. Pour obtenir des forces intéressantes en utilisant des interactions "courant - courant", il faut augmenter la densité de courant. Ceci permet de garder des caractéristiques électromagnétiques satisfaisantes mais, d'un autre côté, le rendement diminue étant donné que les pertes Joule augmentent.

Les lois de similitude montrent clairement que dans le domaine microscopique il faut intégrer un aimant permanent pour avoir des systèmes électromagnétiques performants. Même à densité de courant constante un microsystème de ce type présente le même comportement qu'un système macroscopique étant donné que les forces et les pertes Joule volumiques sont constantes. En outre, au niveau thermique, l'actionneur miniaturisé a des meilleures caractéristiques vu que l'échauffement diminue en suivant une loi proportionnelle à k_h^1 [14] (lorsque $J \sim k_h^0$).

2.3 Bobines micro-fabriquées

Les bobines sont l'élément indispensable d'un entraînement électromécanique et sont présentes partout : dans les systèmes réductants, réductants polarisés, électromagnétiques et électrodynamiques. Pour la génération d'une force, les bobines sont associées soit à des aimants permanents, soit à des parties ferromagnétiques, soit aux deux en même temps. Etant donné l'importance de ces éléments dans ce domaine, la section suivante est dédiée à la description des différentes solutions qui ont été expérimentées pour l'intégration de bobines dans les MEMS. Quatre différents types de bobines ont été étudiés et réalisés.

La première géométrie, la bobine plane en spirale montrée à la Fig. 2.2, est sans aucun doute la plus répandue. Ce type de bobine est utilisé depuis longtemps dans la microélectronique. Sa simplicité de mise en œuvre constitue son atout principal. Ce grand avantage est contrebalancé par plusieurs inconvénients

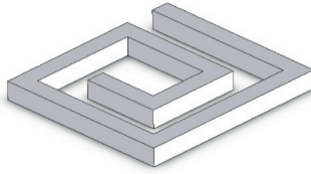


Figure 2.2 – Schéma d'une bobine planaire en technologie MEMS

dont le plus important est sa faible inductance. À nombre de spires égal, une bobine plane a une inductance beaucoup plus faible qu'une bobine solénoïdale. Pour qu'elle soit plus performante, il faudrait sensiblement augmenter le nombre de spires mais la résistance électrique augmenterait drastiquement. En outre, l'efficacité des spires diminue en s'éloignant du centre de la bobine et la surface occupée augmente considérablement.

D'un point de vue électromagnétique cette géométrie ne constitue pas la meilleure solution parce que les actionneurs électromécaniques requièrent la génération d'inductions magnétiques relativement élevées. Par contre, elle représente la meilleure option pour une réalisation en technologie MEMS. C'est pour cette raison que plusieurs chercheurs ont choisi cette variante pour équiper leurs actionneurs ou moteurs électromécaniques [7], [15], [16], [17], [18], [19] et [20].

Une amélioration de cette géométrie est obtenue en empilant deux bobines planaires afin d'avoir une seule bobine avec deux couches de spires. Le grand avantage est de doubler l'inductance en utilisant la même surface tout en ne multipliant que par un facteur deux la résistance totale. La complexité lors de la microfabrication augmente mais reste acceptable. Des bobines planes à deux couches ont été présentées dans [21].

Pour obtenir une efficacité des spires bien plus élevée, une géométrie hélicoïdale est mieux adaptée (Fig. 2.3).

Le désavantage majeur de cette variante est sa complexité de fabrication. Cette structure est tridimensionnelle et sa réalisation par rapport à une technologie planaire n'est pas aisée. Au minimum trois couches superposées sont nécessaires : la première pour les conducteurs inférieurs, la deuxième pour les connexions

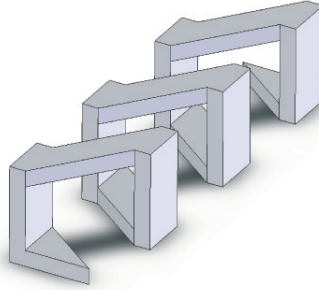


Figure 2.3 – Schéma de la géométrie d'une bobine hélicoïdale

verticales et la troisième pour la partie supérieure. L'électrodéposition du métal qui relie électriquement la partie inférieure à la couche supérieure n'est pas triviale surtout à cause de l'épaisseur élevée du dépôt. La résistance des connexions verticales est souvent plus grande que celle obtenue pour des parties planes. L'efficacité de cette bobine est augmentée en ajoutant un noyau ferromagnétique qui guide le flux à son intérieur. Cette structure supplémentaire constitue son atout principal par rapport aux bobines planes. Par contre, il complique encore plus le processus de fabrication. Des bobines de ce type ont été réalisées par [22].

Une autre géométrie a été proposée et testée dans le but d'avoir une meilleure efficacité que les bobines planes mais une complexité de fabrication inférieure aux bobines hélicoïdales. Elle est en forme de méandre plan (Fig. 2.4).

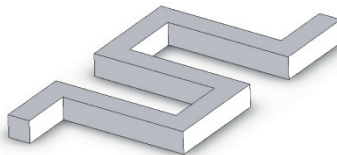


Figure 2.4 – Bobine en forme de méandre plan. Dans cette géométrie, c'est la structure magnétique qui "s'enroule" autour du conducteur électrique

Ce type de bobine est toujours combiné avec une structure ferro-

magnétique qui guide le flux. Elle est présentée dans [23] et [24] et son avantage est d'avoir un conducteur électrique sur un seul niveau. Ceci élimine les connexions électriques entre couches superposées qui présentent souvent une résistance plusieurs fois supérieure aux couches planes et une fiabilité inférieure lors de la fabrication. Contrairement aux bobines usuelles qui entourent un noyau ferromagnétique, dans cette géométrie c'est la structure magnétique qui est "enroulée" autour de la bobine. Selon [23] cette solution diminue la résistance électrique totale et simplifie la micro-fabrication par rapport à une bobine hélicoïdale. Ce type de bobine est aussi présenté par [25].

Le principal désavantage des géométries qui viennent d'être présentées est que le nombre de spires envisageable reste toujours très limité. Les systèmes électromécaniques nécessitent un potentiel magnétique relativement important pour être actionnés. Il faut donc que les bobines aient un nombre de spires élevé ou qu'un courant important soit injecté. Si, pour des raisons énergétiques, cette deuxième option n'est pas envisageable, il faut trouver une solution qui permet d'avoir un nombre élevé de spires. C'est la raison pour laquelle [26], [27] et [28] utilisent des bobines discrètes dans les microsystèmes qu'ils présentent. Ces éléments sont obtenus en enroulant un conducteur autour d'un noyau ferromagnétique réalisé suivant les règles de la micro-fabrication et plus précisément par un procédé LIGA (Fig. 2.5).

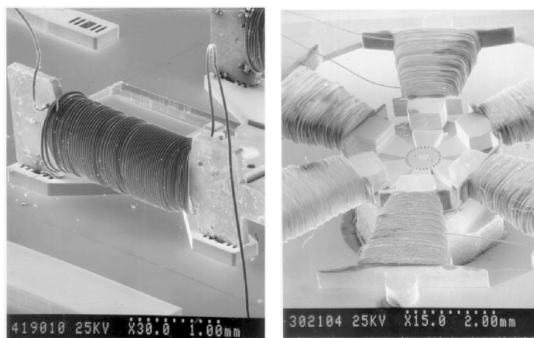


Figure 2.5 – Image tirée de [28] illustrant des bobines réalisées en enroulant un fil de cuivre autour d'un noyau ferromagnétique micro-usiné.

Les inconvénients de cette solution sont surtout liés à la fabrication d'un grand nombre d'exemplaires. Les fils de cuivre doivent être enroulés autour des noyaux ferromagnétiques réalisés en salle blanche. Une fois que les bobines sont prêtes, il faut les assembler et les fixer aux microsystèmes. Ces étapes sont relativement longues, délicates et coûteuses et ne se prêtent pas à une éventuelle industrialisation.

La description des différents types de bobines qui peuvent être actuellement intégrés dans des microsystèmes électromagnétiques MEMS met en évidence la problématique du choix de la géométrie. Jusqu'à présent, il n'existe pas une solution qui puisse combiner des bonnes performances avec une faible complexité de fabrication. Un compromis doit être trouvé et, souvent, le choix a été porté sur une réduction de la difficulté du micro-usinage qui impose l'implémentation de bobines planes ou en forme de méandre. Cette décision se justifie aussi par le fait que le coût de fabrication augmente sensiblement avec l'accroissement du nombre d'étapes et la complexité du procédé.

2.4 Actionneurs linéaires

2.4.1 Introduction

L'étude d'actionneurs électromécaniques linéaires en technologie MEMS est répertoriée dans la littérature à partir du début des années 1990. Tous les différents types d'actionnement propres à ce domaine ont été présentés au moins une fois et peuvent être classés comme suit :

- Actionneurs réductants : [17], [19], [21], [22], [23], [25], [27] et [29] ;
- Actionneurs électromagnétiques : [7], [15] et [30] ;
- Actionneurs réductants polarisés : [18] et [26] ;
- Actionneurs électrodynamiques : [20].

Un aspect intéressant qui ressort des différentes publications est que seule une minorité des actionneurs présentés sont entièrement réalisés selon les règles de la micro-fabrication [17], [21], [22], [25] et [29]. Les autres sont conçus en assemblant des éléments micro-usinés (MEMS) avec des parties obtenues avec

les techniques de fabrication "standard". Dans la suite du document, ces systèmes seront décrits comme étant hybrides pour marquer la différence par rapport à ceux qui sont complètement intégrés en technologie MEMS. Le fait de développer des systèmes hybrides est souvent la conséquence des limites actuelles des techniques de fabrications utilisées pour les microsystèmes. Cette technologie est encore relativement récente et, dans certains cas, elle ne permet pas d'obtenir des éléments ayant des caractéristiques satisfaisantes.

Les aimants permanents constituent un exemple très pertinent de cette situation. À partir du début des années 2000, plusieurs articles ont présenté des essais de micro-fabrication d'aimants permanents. Jusqu'à présent, les résultats obtenus ne permettent pas de les utiliser dans la réalisation d'actionneurs qui doivent avoir des performances et des rendements élevés. Deux techniques ont été testées : la sérigraphie et l'électrodéposition. La sérigraphie, qui consiste à étaler un polymère chargé avec des particules magnétiques à travers une trame, est la technique qui permet d'obtenir les aimants permanents avec les meilleures caractéristiques. Une induction magnétique rémanente de 0.34 T a été déterminée par [31].

Une description des micro-aimants électrodéposés est donnée dans [32] qui obtient des inductions magnétiques rémanentes de 0.24 T. La Fig. 2.14 montre une matrice de micro-aimants réalisée par [32] dont la taille varie entre $30 \mu\text{m} \times 30 \mu\text{m} \times 15 \mu\text{m}$ et $150 \mu\text{m} \times 150 \mu\text{m} \times 50 \mu\text{m}$.

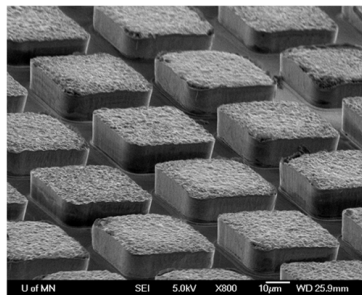


Figure 2.6 – Matrice d'aimants électrodéposés [32]

Les aimants permanents frittés usuels comme les NdFeB ou les SmCo ont des inductions magnétiques rémanentes 3 ou 4 fois supérieures à celles qui sont actuellement obtenues par micro-fabrication. Leurs dimensions peuvent être réduites très fortement et ils constituent donc une bonne solution pour des actionneurs hybrides. Dans ce domaine, plusieurs publications présentent l'utilisation d'aimants frittés d'un volume d'environ 1 mm^3 [7], [15] et [26]. L'avantage est qu'ils apportent un potentiel magnétique plus élevé qui confère aux actionneurs hybrides des performances accrues par rapport aux systèmes entièrement intégrés.

Dans la suite de cette section, nous allons passer en revue les actionneurs électromécaniques les plus intéressants qui ont été décrits dans la littérature.

2.4.2 Actionneurs réluctants

Les résultats obtenus avec les lois de similitude sont concordants au sujet des systèmes réluctants quelles que soient les hypothèses de départ : ce type d'actionnement n'est pas idéal lors d'une réduction d'échelle. La présence d'un aimant permanent est incontournable pour la réalisation d'un microsystème électromagnétique performant [3]. Cette remarque est aussi justifiée par les résultats obtenus dans plusieurs publications qui sont présentées par la suite. Un résumé des performances des différents micro-actionneurs décrits dans la littérature est donné à la Table 2.3.

Même si sur un plan théorique ces systèmes n'ont pas de bonnes caractéristiques, ils constituent le groupe de micro-actionneurs électromécaniques le plus étudié. La raison de cet intérêt se trouve dans la possibilité de les micro-fabriquer d'une façon relativement simple. La force est créée par l'interaction entre l'induction magnétique générée par une ou plusieurs bobines et une structure ferromagnétique. Cette force agit dans le but de maximiser la perméance magnétique du circuit ou, en utilisant une autre convention, de minimiser la réluctance. Elle est donc monodirectionnelle et tend à réduire les entrefers.

Il faut aussi souligner que les actionneurs réluctants MEMS constituent le seul type d'entraînement électromécanique qui a été entièrement intégré, c'est-à-dire complètement fabriqué selon

les règles de la micro-fabrication. Ce résultat est obtenu grâce au fait qu'il n'y a pas d'aimants permanents et que la technologie nécessaire à leur réalisation fait partie intégrante du savoir-faire de la microélectronique. En effet, pour réaliser un tel système, seulement deux éléments sont nécessaires : une bobine et un circuit magnétique. Les bobines planes constituent un composant standard de ce domaine dans lequel l'électrodéposition est une technique largement répandue. Avec l'arrivée des actionneurs réductants, cette technique normalement utilisée pour la fabrication des conducteurs électriques, a été adaptée pour le dépôt d'un matériau ferromagnétique. Le plus souvent, il s'agit d'un alliage de fer et de nickel qui est plus connu sous son nom anglophone *permalloy*. Pour des raisons technologiques la teneur en fer de cet alliage a toujours été limitée à 20 % environ, avec le pourcentage restant de nickel. Les caractéristiques magnétiques du matériau n'excellent donc pas avec des inductions de saturation entre 0.8 T [23] et 1.0 T [3].

Les deux applications principales pour lesquelles les systèmes réductants ont été développés en technologie MEMS sont :

- les micro-relais : [21] et [25] ;
- les micro-actionneurs : [27], [23], [22] et [29].

Le principe de fonctionnement des micro-relais réductants est très simple. Une plaque ferromagnétique mobile est attirée par le circuit magnétique fixe lorsque les bobines sont alimentées (Fig. 2.7). Lorsque la plaque mobile est en contact avec la partie fixe, le micro-relai est fermé et un courant peut le traverser. Le contacteur doit présenter la résistance électrique la plus faible possible lorsqu'il est fermé. C'est la raison pour laquelle une force de contact relativement élevée est requise. Ce besoin est facilement garanti par ce type d'actionneur qui est caractérisé par une force croissante lors de la diminution de l'entrefer.

Le micro-relai présenté par [21] est constitué par un wafer en FeSi, deux bobines planes avec deux couches de spires et une plaque mobile en fer-nickel (20% / 80%) électrodéposée. Les éléments les plus remarquables de ce système sont les bobines planes fabriquées sur deux couches et qui comptent 127 spires. Ce micro-relai nécessite une puissance de 14 mW pour être actionné. Ses caractéristiques principales sont données à la

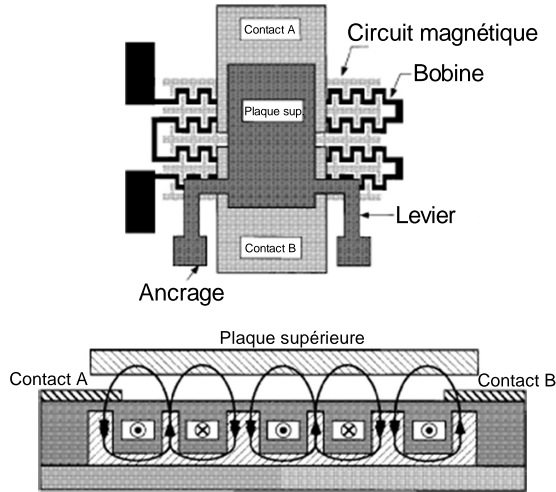


Figure 2.7 – Schéma du micro-relai réductant développé par [25]

Table 2.3 qui résume les performances de tous les actionneurs présentés dans cette section.

Le premier micro-actionneur réductant [23] est présenté en 1993. Il a une bobine en forme de méandre (Fig. 2.8) et la partie mobile est constituée par un levier suspendu en fer-nickel (19% / 81%). La flèche du levier varie en fonction du courant injecté dans la bobine. Ce système est le premier qui utilise des bobines en forme de méandre. Il développe une force de quelques centaines de nN.

En 1997, [29] propose d'utiliser les deux faces d'un wafer pour réaliser un micro-actionneur réductant. Cette idée permet de refermer le chemin du flux magnétique en adaptant une géométrie tridimensionnelle à une technologie planaire. La face supérieure du wafer est utilisée pour les bobines planes et le levier mobile, tandis que sur la face inférieure une couche de *permalloy* boucle le circuit magnétique (Fig. 2.9).

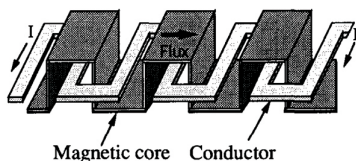


Figure 2.8 – Principe des bobines en forme de méandre [23]. Le conducteur électrique est planaire tandis que le ferromagnétique à une géométrie tridimensionnelle

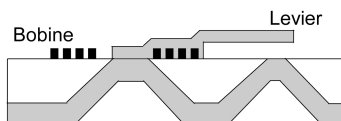


Figure 2.9 – Coupe du micro-actionneur utilisant les deux surfaces du wafer pour refermer le flux magnétique [29]. La bobine plane est schématisée en noir et le fer-nickel en gris

Cette astuce a également été utilisée en 2000 par [22] afin de réaliser un actionneur électromécanique universel. L'avantage de ce nouveau système consiste à avoir tout le système électromagnétique sur la face inférieure de la plaque de silicium comme montré à la Fig. 2.10. Cette démarche peut être adaptée à de nombreuses applications puisque la surface supérieure du wafer contient uniquement la partie mobile qui est développée par rapport aux besoins finaux.

Ce système est aussi le premier intégrant une bobine hélicoïdale micro-fabriquée qui compte 62 spires. Pour tester son principe, [22] utilise un levier comme partie mobile.

Le dernier actionneur réactif que nous avons décidé de décrire a été présenté dans une publication parue en 2009 [27]. Elle décrit un micro-actionneur à peigne électromécanique qui a la même géométrie qu'un système électrostatique usuel (Fig. 2.11). Les peignes sont réalisés par électrodéposition d'un alliage de fer-nickel (22 %/78 %) tandis que les bobines sont obtenues en enroulant un fil de cuivre autour d'un noyau micro-fabriquée. La particularité de cet actionneur est donnée par les grands dé-

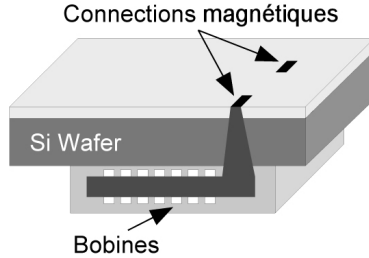


Figure 2.10 – Schéma du micro-actionneur développé par [22]. Il est caractérisé par une bobine hélicoïdale sur la face inférieure du wafer et par la partie mobile (pas représentée) sur l'autre. Un circuit magnétique à travers le silicium permet son actionnement

placements possibles de l'ordre de $100 \mu\text{m}$: 10 fois supérieurs à ceux qui sont obtenus par les autres systèmes réductants. Des distances de cet ordre de grandeur ne sont même pas imaginables avec des actionneurs électrostatiques puisque la force électrostatique est inversement proportionnelle au carré de la distance séparant les deux électrodes [4].

2.4.3 Actionneurs électromagnétiques

D'un point de vue théorique, cette classe de systèmes électromécaniques garantit des bonnes performances également dans le domaine des microsystèmes. Cette caractéristique est assurée par la présence d'un aimant permanent qui fait office de partie mobile.

Même si les actionneurs électromagnétiques ont un énorme potentiel, ils n'ont pas encore été pleinement étudiés et un nombre très limité de publications traite ce sujet. Ce manque d'intérêt est justifié par la difficulté actuelle de réaliser des micro-aimants. Cet obstacle sera sûrement surmonté dans le futur avec la constante amélioration des techniques de fabrication.

Actuellement, aucune publication ne présente un actionneur électromagnétique complètement intégré. Ils sont obtenus soit en assemblant un aimant permanent fritté à un microsystème contenant des bobines [15], soit en utilisant un électroaimant usuel pour actionner une structure avec des aimants micro-

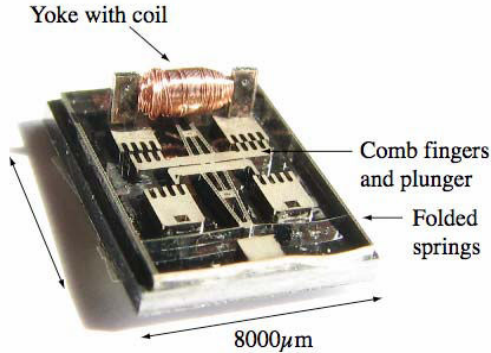


Figure 2.11 – Photo de l'actionneur réductant à peigne présenté dans [27] et [33]

fabriqués [30]. Pour développer un micro-actionneur performant et entièrement en technologie MEMS, il faudrait utiliser un aimant permanent puissant et des bobines efficaces tout en garantissant une complexité de fabrication limitée. Malheureusement, ce résultat est très difficile à obtenir avec le savoir-faire actuel.

En 1991, [15] présente un actionneur constitué par un levier en silicium micro-usiné sur lequel a été collé un aimant permanent fritté (NdFeB) de $1.5 \times 1.5 \times 1.0 \text{ mm}^3$ (Fig. 2.12). Son induction rémanente est de 1.1 T. Le levier est actionné grâce à une bobine plane qui compte 17 spires.

Contrairement aux systèmes réductants qui peuvent générer seulement une force attractive, cet actionneur permet un déplacement bidirectionnel en fonction de la polarité du courant. Une course totale d'environ $160 \mu\text{m}$ a été observée pour un courant compris entre $\pm 300 \text{ mA}$. Des détails supplémentaires sur les caractéristiques de cet actionneur sont donnés à la Table 2.3.

L'intérêt de cet actionneur réside dans son esprit innovateur pour le début des années 1990. À l'époque où l'actionnement des MEMS se faisait quasi exclusivement par des moyens électrostatiques caractérisés par une course très faible et une force unidirectionnelle, un tel système représentait une petite révolution.

En 2002, [30] décrit un actionneur très similaire à celui qui

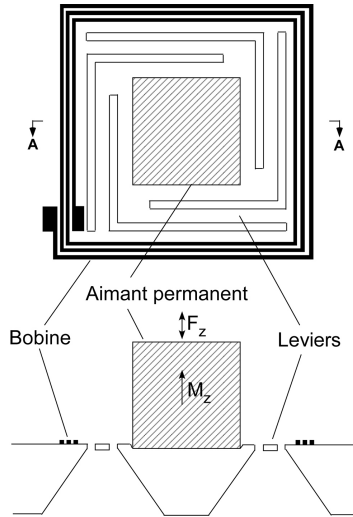


Figure 2.12 – Schéma de l'actionneur électromagnétique réalisé par [15] et qui contient un aimant permanent fritté

vient d'être présenté [15]. Il se différencie par le fait que les aimants permanents sur le levier en silicium sont micro-fabriqués tandis que l'actionnement est garanti par un électroaimant du commerce (Fig. 2.13). Une matrice d'aimants en CoNiMnP d'une épaisseur d'environ $20 \mu\text{m}$ est électrodéposée dans un moule de résine photosensible. Leur induction magnétique rémanente est très faible : 190 mT .

Un déplacement de $\pm 80 \mu\text{m}$ a été observé pour une puissance électrique d'entrée de 142 mW . Par rapport aux autres systèmes décrits dans la littérature, l'actionneur présenté par [30] est celui qui affiche les meilleures caractéristiques. Ces résultats confirment les estimations obtenues avec les lois de similitude qui démontrent le potentiel des systèmes électromagnétiques miniaturisés.

2.4.4 Actionneurs réluctants polarisés

Les actionneurs réluctants polarisés peuvent être définis comme des systèmes réluctants ayant un aimant permanent en appui. En effet, l'induction magnétique qui met en mouvement

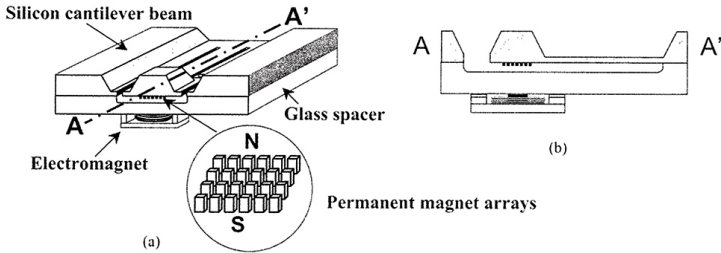


Figure 2.13 – Schéma de l'actionneur électromagnétique composé d'une matrice d'aimants électrodéposés et d'un électroaimant du commerce [30]

la partie ferromagnétique mobile est toujours générée par une bobine. L'aimant est utilisé pour augmenter l'efficacité de la bobine et pour créer des positions stables garanties même lorsque le système n'est pas alimenté.

En général ce type d'actionneur est plus performant que les systèmes purement réductants. La possibilité d'avoir des positions stables sans l'ajout d'énergie supplémentaire est aussi un atout très important pour certaines applications. Paradoxalement, cet avantage devient son principal inconvénient surtout dans le domaine des MEMS. Pour mettre en mouvement le système, il faut générer une force supérieure à la force de positionnement. D'un point de vu énergétique, cette tâche devient souvent difficile à accomplir avec des bobines micro-fabriquées. En effet, pour obtenir ce résultat avec un nombre de spires limité, une puissance électrique très élevée est nécessaire.

Ces considérations sont confirmées par les résultats obtenus avec le micro-actionneur décrit par [26]. Ce système en forme de E est constitué d'un levier qui bascule entre deux positions stables qui permettent de refermer le flux sur un demi-circuit magnétique (Fig. 2.14). Il est réalisé sur une surface de $6 \times 7 \text{ mm}^2$.

Le circuit ferromagnétique est obtenu par électrodéposition d'un alliage de fer-nickel (30 %/70 %) dans un moule réalisé avec une résine photosensible. Son épaisseur est de $105 \mu\text{m}$. La bobine qui compte au total 60 spires, est enroulée manuellement autour de la structure métallique à travers des trous créés dans le substrat

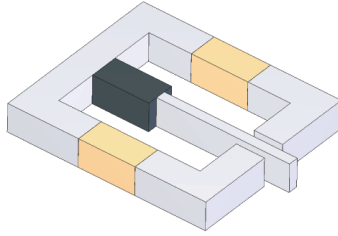


Figure 2.14 – Géométrie de l'actionneur présenté dans [26]. L'aimant permanent, en noir, qui se trouve à la base du levier, garantit deux positions stables au système. La bobine est enroulée à la main autour de la structure ferromagnétique aux deux endroits indiqués sur le schéma

en céramique à l'aide d'un laser. Un aimant permanent fritté de $1\text{ mm} \times 1\text{ mm} \times 1\text{ mm}$ est assemblé à la base du levier.

La puissance électrique de plusieurs Watt qui est dissipée pour déplacer le levier, met en évidence le problème qui a été discuté auparavant. En fonction de l'application prévue, un compromis doit être trouvé entre la force de maintien dans les positions stables et l'énergie nécessaire pour le basculement parce qu'un pic de courant de 1.25 A ne peut pas toujours être fourni (Table 2.3).

Un autre exemple d'actionneur réluctant polarisé est décrit par [18]. Ce système est employé comme micro-relai et peut être difficilement utilisé comme actionneur lorsqu'une force externe doit être fournie. Le principe de fonctionnement est différent des autres et se base sur la magnétisation préférentielle d'un levier ferromagnétique doux. Lorsque la longueur du levier est beaucoup plus grande que sa largeur et son épaisseur, elle devient la direction préférentielle de magnétisation (*easy axis*). Si une telle structure est placée dans un champ magnétique constant, un couple est exercé sur le levier afin d'aligner son axe de magnétisation préférentiel avec le champ externe. Le couple peut être en sens horaire ou antihoraire en fonction de la position initiale de la partie mobile.

L'actionneur présenté par [18] montré à la Fig. 2.15 est constitué d'un levier ferromagnétique doux, sous lequel se trouve une

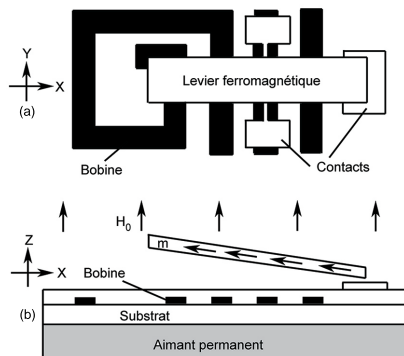


Figure 2.15 – Schéma du micro-relai développé par [18]. (a) vu depuis le dessus, (b) vu depuis le côté

bobine plane micro-usinée et un aimant permanent fritté qui génère un champ magnétique constant H_0 ($B_0 = 37$ mT) qui suffit à garder le relai dans les positions "on" ou "off". Le basculement du contacteur est obtenu en changeant le sens de magnétisation du levier le long de son axe préférentiel en appliquant, à l'aide de la bobine, un champ magnétique temporaire plus important que le champ permanent.

Cet exemple a pour but de montrer que dans le domaine des microsystèmes, des nouvelles méthodes d'actionnements non exploitables à grande échelle peuvent devenir envisageables.

2.4.5 Actionneurs électrodynamiques

Les systèmes électrodynamiques sont caractérisés par une bobine mobile et un aimant permanent ou électroaimant fixe. Ces actionneurs présentent un gros désavantage lors d'une intégration en technologie MEMS. Les bobines micro-fabriquées sont réalisées au moyen de l'électrodéposition d'une couche mince de métal. Elles sont donc difficilement mobiles. Au plus, elles peuvent fléchir mais ces déformations risquent d'endommager le conducteur électrique. Cette contrainte est la raison pour laquelle une seule publication présente un système de ce type dans le domaine des MEMS.

L'actionneur décrit par [20] est constitué d'une plaque micro-

usinée qui est retenue par deux leviers comme montré à la Fig. 2.16. Sur la plaque, une bobine plane est électrodéposée et ses

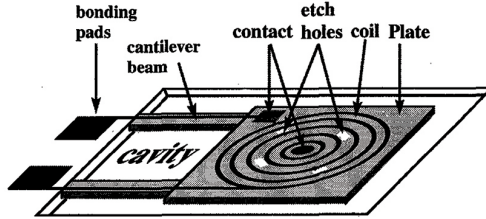


Figure 2.16 – Schéma du seul micro-actionneur électrodynamique réalisé en technologie MEMS [20]

contacts électriques sont reliés par une ligne métallique sur chaque levier. La plaque peut fléchir vers le haut ou vers le bas en fonction de la polarité du courant injecté. Un électroaimant est placé sous le système.

Selon les résultats publiés par [20], un courant de ± 50 mA peut être injecté à travers les trois spires qui composent la bobine. Lorsque sa valeur est de 40 mA, un déplacement de $\pm 100 \mu\text{m}$ est mesuré. La force obtenue est estimée à quelque micronewton tandis que la puissance dissipée vaut environ 70 mW.

Système	Auteur	Réf.	Année	Bobines	Courant	Déplacement	Force	Puissance électrique
<i>Réductant</i>	Fullin	[21]	1998	<i>Plane</i> 127 spires 210 Ω	5 à 8 mA	-	-	14 mW
	Ahn	[23]	1993	<i>Méandre</i> 1.3 Ω	800 mA	6 μm	100 à 800 nN	830 mW
	Wright	[29]	1997	<i>Plane</i>	24 mA 80 mA	4 μm 5 μm	20 μN 200 μN	19 mW 320 mW
	Sadler	[22]	2000	<i>Hélicoïdale</i> 68 spires 2 Ω 12.5 μH	100 mA	8 μm	-	20 mW
	Schonhardt	[27]	2008	<i>Standard</i> 300 spires	40 mA	100 μm	-	-
	Wagner	[15]	1991	<i>Plane</i> 17 spires 52 Ω	\pm 300 mA	-90 μm +70 μm	-	2 W (@ 200 mA)
<i>Réductant magnétique</i>	Cho	[30]	2002	<i>Standard</i> 185 spires 14.2 Ω	100 mA	\pm 80 μm (160 μm)	59 μN	142 mW
	Ren	[26]	1997	<i>Standard</i> 60 spires	1.25 A	100 μm	500 μN	-
<i>Réductant polarisé</i>	Liu	[20]	1994	<i>Plane</i> 3 spires	40 mA	\pm 100 μm	\sim μN	70 mW

Table 2.3 – Résumé des caractéristiques principales de certains actionneurs électromécaniques présentés dans la littérature

2.5 Moteurs rotatifs

Les moteurs électromécaniques miniaturisés sont beaucoup moins présents dans la littérature que les actionneurs du même type. Seuls deux des classes présentées pour les systèmes linéaires sont aussi développées sous forme rotative : les types réluctants ([24] et [34]) et électromagnétiques ([16] et [35]). En plus de ces deux types, nous trouvons des exemples de micro-machines asynchrones ([36] et [37]).

2.5.1 Moteurs réluctants

Trois publications intéressantes sont parues en 1993. Deux d'entre elles traitent des exemples de moteurs réluctants complètement intégrés en technologie MEMS [24] et [34].

Le micromoteur réluctant triphasé présenté par [34] a 6 pôles au stator et 4 pôles au rotor (comme la version plus récente montrée à la Fig. 2.5 qui a été développée par le même groupe de recherche). Les deux parties sont électrodéposées sur deux plaques de silicium différentes et assemblées par la suite sur un troisième substrat. L'épaisseur du stator vaut $150\ \mu\text{m}$ tandis que celle du rotor est de $55\ \mu\text{m}$. Cette différence réduit sensiblement le frottement lors de la rotation parce que le rotor lévite grâce aux forces réluctantes verticales. Une hauteur de lévitation jusqu'à $50\ \mu\text{m}$ a été mesurée.

Le matériau utilisé pour les parties magnétiques de ce moteur est le nickel qui est aussi employé pour réaliser les bobines. Elles ont une forme hélicoïdale autour des pôles statoriques et sont fabriquées d'une façon assez particulière. La première couche est métallisée sur la surface du wafer qui sera ensuite utilisée comme support pour le moteur (Fig. 2.17 (a)). Puis, les parties verticales des bobines sont électrodéposées à travers un moule de résine photosensible en même temps que l'axe du moteur et les goupilles qui servent pour le positionnement du stator (Fig. 2.17 (b)). Ensuite, après avoir assemblé le stator et le rotor, la partie supérieure des spires est obtenue en soudant un fil d'aluminium d'un diamètre de $32\ \mu\text{m}$ entre les parties verticales réalisées précédemment en nickel (Fig. 2.17 (c)).

Des moteurs avec deux rotors de diamètres différents ont été réalisés et testés. Le plus petit a un diamètre de $285\ \mu\text{m}$ tandis

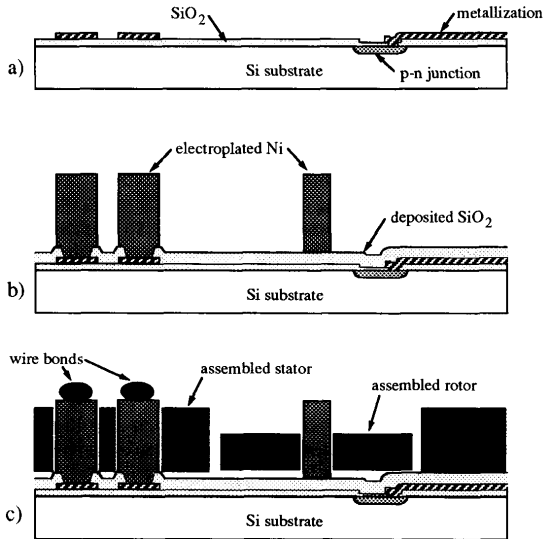


Figure 2.17 – Processus de fabrication utilisé par [34] pour réaliser un micromoteur réductant

que le diamètre du plus grand vaut $423 \mu\text{m}$. Dans les deux cas, l'entrefer est de $3 \mu\text{m}$. Les caractéristiques de ce moteur sont résumées dans la Table 2.4.

L'article met en évidence les vitesses très élevées qui ont été mesurées. Le moteur avec le rotor d'un diamètre de $285 \mu\text{m}$ a atteint $30'000 \text{ rpm}$ et son couple théorique est estimé à 1 nNm . Un autre aspect très intéressant du travail présenté dans [34] est l'intégration sur le même wafer d'un capteur optique qui permet de mesurer la position du rotor. Une photodiode (jonction p-n visible sur la Fig. 2.17) est réalisée sur la surface de la plaque de silicium avant la fabrication des bobines. Cette démarche est très intéressante dans la mesure où elle ne complexifie pas de façon trop importante le processus de fabrication du système complet. Cette solution exploite au maximum le potentiel des microsystèmes qui permettent l'intégration de la microélectronique, des capteurs et des éléments mécaniques dans une même puce.

La version rotative de l'actionneur réductant présenté au-

paravant [23] est décrite dans [24] (Fig. 2.18). Comme dans le

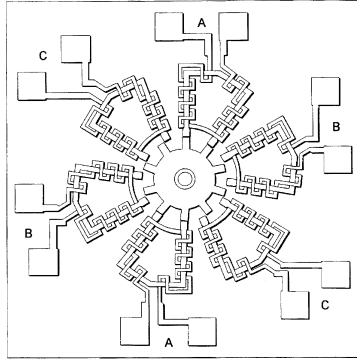


Figure 2.18 – Schéma du micro-moteur réducteur réalisé par [24] et présenté dans le brevet US 5,710,466

cas de [34], le stator et le rotor sont fabriqués séparément afin d'avoir des épaisseurs différentes. Dans [24], les deux éléments sont obtenus par l'électrodéposition d'un alliage de fer (19%) et de nickel (81%) dans un moule en polyamide. Le stator a une épaisseur de $120\ \mu\text{m}$ et le rotor de $40\ \mu\text{m}$. Le rotor est constitué de 10 pôles et le stator, qui compte 12 pôles, est triphasé et les bobines sont en forme de méandre.

Ce moteur, d'un diamètre externe de 1.4 mm, peut délivrer un couple maximal théorique de 3.3 nNm et la vitesse maximale mesurée est de 500 rpm. Un autre résultat intéressant qui a été obtenu pendant des essais montre qu'un courant continu entre 2.5 A et 3 A peut être injecté dans les bobines sans provoquer de dégât. Ce qui signifie qu'une densité de courant d'environ $6000\ \text{A}/\text{mm}^2$ est supportée par ces bobines.

2.5.2 Moteurs électromagnétiques

Au niveau des systèmes électromagnétiques, les premiers moteurs présentés sont ceux traités dans [16] qui décrit plusieurs configurations possibles basées sur le même principe. Il utilise toujours des bobines planaires micro-fabriquées auxquelles il assemble un aimant permanent fritté. Il présente deux moteurs linéaires dans lesquelles l'aimant avance soit en glissant, soit en roulant et un moteur rotatif dans lequel un aimant circulaire

magnétisé radialement tourne sur lui-même (Fig. 2.19 et Fig. 2.20). C'est la description de cette dernière version que nous allons approfondir.

L'aimant permanent en SmCo a un diamètre de 1.4 mm et une hauteur de 1.0 mm. Son induction rémanente vaut 0.85 T. Il est posé sur une plaque de silicium avec 4 bobines planes (Fig. 2.19). La particularité de ce moteur est qu'il n'a ni axe ni paliers.

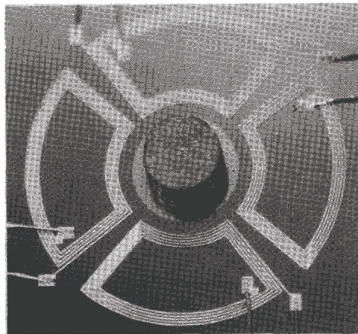


Figure 2.19 – Photo du micromoteur rotatif réalisé par [16]

L'aimant cylindrique est plein et simplement posé sur le wafer. Il est guidé par une plaque en verre qui est placée sur le wafer et qui a un trou d'un diamètre légèrement supérieur à celui de l'aimant permanent (Fig. 2.20).

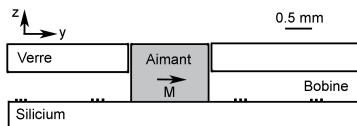


Figure 2.20 – Vue en coupe du moteur électromagnétique de [16]

Ce micromoteur biphasé peut être utilisé soit comme moteur pas-à-pas avec 4 ou 8 pas par tour en fonction de l'alimentation des bobines, soit comme moteur synchrone jusqu'à une vitesse maximale de 2'000 rpm. Son couple théorique est de 116 nNm.

D'autres micromoteurs électromagnétiques ont été développés au sein du LEG de Grenoble dans les années 2000. [35] présente en 2006 un résumé de ce travail de recherche. Des moteurs de 3 mm, 5 mm et 8 mm de diamètre ont été étudiés,

mais [35] décrit principalement le système le plus grand, celui dont le diamètre actif est de 8 mm. Contrairement au système qui vient d'être présenté [16], le LEG travaille sur des moteurs à flux axial. Ils utilisent un double stator comptant deux couches de spires à l'intérieur duquel il y a l'aimant permanent qui joue le rôle de rotor. La Fig. 2.21 montre une coupe de la géométrie du moteur qui a été dimensionné pour un entrefer de 100 μm .

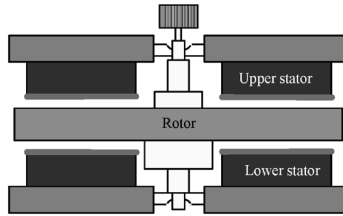


Figure 2.21 – Coupe du moteur présenté par le LEG de Grenoble [35]. Un aimant magnétisé axialement est mis entre deux disques statoriques

L'aimant permanent en SmCo a une épaisseur de 500 μm et son induction magnétique rémanente vaut 1.0 T. Il est magnétisé axialement et compte 8 ou 15 paires de pôles en fonction de la configuration électrique choisie. Trois moteurs différents ont été testés : un avec 8 paires de pôles ($p = 8$) et 4 phases ($m = 4$), un avec $p = 15$ et $m = 3$ et le dernier avec $p = 15$ et $m = 4$.

La Table 2.4 résume les caractéristiques du moteur ayant 15 paires de pôles et 4 phases. A noter qu'en boucle ouverte une vitesse de 84'000 rpm a été atteinte.

Des problèmes thermiques ont été évoqués dans l'article. Pendant des essais avec un courant efficace de 350 mA, la température du stator est montée à 300°C après une minute d'entraînement. Selon [35], ce problème peut être simplement résolu en posant le moteur sur une plaque conductrice de chaleur.

2.5.3 Moteurs asynchrones

Les moteurs asynchrones ont aussi fait l'objet d'études dans le domaine des microsystèmes. Selon [36], ils ont été développés pour combler les lacunes dans le domaine des MEMS de puissance. Le but de [36], [37] et [38] est de développer un système

qui puisse être utilisé comme micro-générateur. Il doit supporter des très hautes vitesses ainsi que des températures élevées.

La solution retenue est basée sur un micromoteur asynchrone planaire. Un disque ferromagnétique faisant office de rotor est placé sur un stator biphasé micro-usiné (Fig. 2.22). La force est

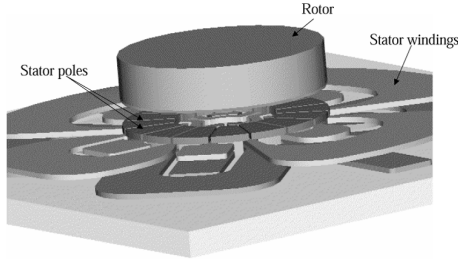


Figure 2.22 – Schéma du micromoteur asynchrone développé par [38]

générée par l'interaction entre le champ magnétique tournant créé dans l'entrefer par les bobines statoriques et les courants de Foucault induits dans le rotor par ce même champ tournant.

Le premier système présenté dans [36] a un rotor en FeNi ou en CoFeNi en forme d'anneau qui a été électrodéposé sur une épaisseur de $250\ \mu\text{m}$. Son diamètre interne est de 6 mm et celui externe de 10 mm. Un anneau en cuivre d'une épaisseur de $20\ \mu\text{m}$ est électrodéposé sous la structure ferromagnétique pour améliorer la génération des courants de Foucault dans le rotor. Le stator biphasé compte 8 paires de pôles et est réalisé avec une bobine plane en cuivre qui est en forme de méandre. Il y a donc une seule spire par pôle.

Les essais effectués sur ce moteur ont démontré un couple maximal de $2.5\ \mu\text{Nm}$ lorsque le stator est alimenté avec un courant de 8 A et lorsque l'entrefer vaut $25\ \mu\text{m}$. Ceci correspond à une puissance électrique d'entrée de 12.8 W pour une puissance de sortie de 0.25 W. Le rendement est alors de 1.9 %.

Des meilleurs rendements sont estimés dans le travail présenté dans [37] et [38]. La puissance de sortie théorique déterminée lors du dimensionnement par [38] devrait être de 11.5 W pour une puissance d'entrée de 23.9 W, ce qui correspond à un

rendement de 48 % à 2'400'000 rpm.

Dans cet exemple, le disque ferromagnétique utilisé comme rotor a un diamètre de 4 mm et une épaisseur de 500 μm . Pour augmenter les courants de Foucault, une couche de 8 μm d'aluminium est électrodéposée sous le rotor. Les essais de cette machine ont montré un couple maximal de 300 nNm lorsque le stator est alimenté par un courant de 6 A d'amplitude et lorsque l'entrefer vaut 75 μm .

Le stator a la même géométrie que celui présenté par [36] : une bobine en cuivre est électrodéposée en forme de méandre autour des 6 ou 8 paires de pôles.

Les publications qui viennent d'être décrites, mettent en avant les caractéristiques de ce type de moteur. Le couple est créé par l'interaction entre un champ magnétique tournant et des courants de Foucault qui doivent être induits dans le rotor. Ce principe s'adapte très bien à des systèmes avec des densités de courant ou des vitesses élevées afin de pouvoir créer des courants induits suffisants à générer du couple.

Ces systèmes décrits dans [36], [37] et [38] s'inscrivent parfaitement dans le cadre de leur application de micro-générateur de puissance qui tournent à des vitesses très élevées mais ils ne pourraient pas être utilisés comme micromoteurs lorsqu'une faible puissance d'entrée ou un bon rendement sont imposés.

Système	Auteur	Réf.	An	Type	Bobines	Couple	Courant (courant min)	Vitesse maximale	Ø et hauteur rotor
<i>Réductant</i>	Gückel	[34]	1993	Radial	<i>Helicoïdale</i>	1 nNm	600 mA (150 mA)	30'000 rpm 12'000 rpm	285 µm, 55 µm 423 µm, 55 µm
					18 spires 3-4 Ω 310 nH				
<i>Electro magnétique</i>	Ahn	[24]	1993	Radial	<i>Méandre</i>	3.3 nNm	500 mA (200 mA)	500 rpm	500 µm, 40 µm
	Wagner	[16]	1993	Radial	<i>Plane</i>	116 nNm	500 mA (130 mA)	2'000 rpm	1.4 mm, 1 mm
	Achotte	[35]	2006	Axial	<i>Plane</i>	220 µNm	350 mA	84'000 rpm	8 mm, 500 µm
						4.76 Ω 640 nH			
<i>Asynchrone</i>	Arnold	[36]	2006	Axial	<i>Méandre</i>	2.5 µNm	8 A (35 kHz)	-	10 mm, 250 µm
	Cros	[37]	2006	Axial	<i>Méandre</i>	300 nNm	6 A (90 kHz)	2'000'000 rpm	4 mm, 500 µm

Table 2.4 – Résumé des caractéristiques principales de certains micromoteurs présentés dans la littérature

2.6 Conclusions

Ce chapitre a mis en évidence plusieurs aspects très intéressants qu'il faudra considérer lors du choix de l'entraînement à développer dans le cadre de ce projet. Le plus important est sans doute le dilemme entre complexité de fabrication et performances. À plusieurs reprises, nous avons montré que l'accroissement des performances implique toujours une complexification de la mise en œuvre. C'est un sujet qu'il ne faudra pas négliger et qui aura une grande influence lors du choix du type et de la géométrie de l'entraînement. À un certain moment, il faudra trouver un compromis qui puisse satisfaire les contraintes imposées par le cahier des charges tout en permettant la réalisation du microsystème avec les techniques de fabrication actuelles.

L'autre aspect fondamental qui ressort de ce chapitre est que la présence d'un aimant permanent est indispensable pour développer un microsystème électromagnétique performant. Cette condition implique une solution hybride étant donné que le savoir-faire actuel ne permet pas de micro-fabriquer des aimants de bonne qualité. La littérature présentée le démontre parfaitement.

Les systèmes réticulés constituent la solution idéale pour l'intégration complète en MEMS mais, comme le montrent les lois de similitude et les publications, ils présentent des caractéristiques très limitées. Une fois de plus, le choix entre les performances et la simplicité de fabrication doit être fait.

Le chapitre suivant sera dédié à la description du contexte de l'étude avec notamment la présentation du cahier des charges. Afin de chercher le système qui permet de répondre aux mieux à ces spécifications, un catalogue des solutions sera présenté. Le choix de la géométrie sera essentiellement basé sur les résultats qui ont été discutés dans ce chapitre.

CHAPITRE 3

Contexte de l'étude

Sommaire

3.1	Introduction	40
3.2	Cahier des charges	40
3.3	Catalogue des solutions	42
3.4	Etude de faisabilité	44
	3.4.1 Actionneur réluctant polarisé . . .	46
	3.4.2 Moteur réluctant polarisé	48
	3.4.3 Moteur électromagnétique	51
3.5	Conclusions	54

3.1 Introduction

L'état de l'art met en évidence les avantages et les inconvénients des différents systèmes électromécaniques. Chaque type a ses particularités qui lui permettent de satisfaire les besoins d'une application spécifique. Par exemple, lorsque l'aspect le plus important est l'intégration complète en technologie MEMS, un entraînement réluctant semble être le plus approprié. Par contre, si le rendement et la consommation énergétique sont les facteurs prépondérants, un système électromagnétique sera peut être mieux adapté. Il n'existe donc pas un type d'entraînement miniaturisé qui puisse être défini comme étant universel et qui puisse satisfaire n'importe quel cahier des charges. En fonction des caractéristiques requises, il faudra choisir le type de système électromécanique qui s'adapte le mieux et qui respecte le plus de contraintes.

Le travail de recherche présenté dans ce document ne peut évidemment pas couvrir tous les domaines des systèmes électromécaniques miniaturisés. C'est la raison pour laquelle cette étude est focalisée sur un seul type d'entraînement qui est choisi en fonction des objectifs fixés au préalable. Les paragraphes qui suivent seront donc dédiés à l'encadrement du travail. En choisissant le contexte de l'étude, nous pouvons définir les besoins du nouveau microsystème et établir un catalogue des solutions. Finalement, le type d'entraînement électromécanique qui semble s'adapter au mieux à nos besoins est identifié. Ce processus de sélection se base sur l'état de l'art, sur les lois de similitude et sur une pré-étude des variantes les plus prometteuses.

3.2 Cahier des charges

Le domaine d'application de ce nouvel entraînement électromécanique est l'horlogerie. Le but est de proposer une alternative au moteur Lavet pour l'actionnement des aiguilles d'une montre à quartz. La Fig. 3.1 montre un schéma qui explique clairement le cadre de ce projet.

Les fonctions principales requises au système ont été identifiées lors de la première phase du projet afin d'établir le cahier des charges. Le nouvel entraînement est développé pour un mou-

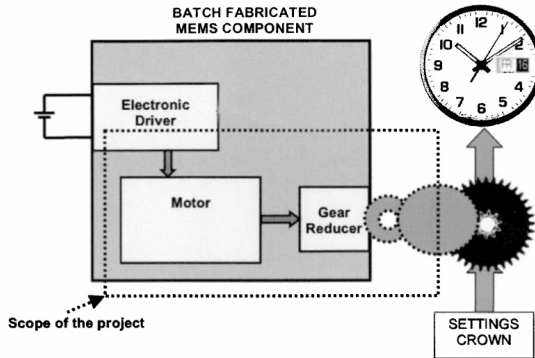


Figure 3.1 – Schéma du cadre du projet

vement heure-minute-seconde lié et il doit au moins satisfaire les caractéristiques du moteur Lavet [39]. L'analyse qui a été réalisée pour déterminer les spécifications a mis en évidence d'autres fonctions qui ne sont pas prioritaires mais souhaitables. Dans cette catégorie, il y a par exemple le fait d'avoir un mouvement bidirectionnel, d'être innovant et de permettre un déplacement rapide des aiguilles.

Les valeurs de certains paramètres, comme par exemple le couple moteur, dépendent du type de mouvement choisi : continu ou pas-à-pas. Par contre, d'autres grandeurs comme l'énergie nécessaire au déplacement de l'aiguille des secondes d'une unité, ne dépendent pas du type de mouvement. Le cahier des charges se résume avec les spécifications suivantes :

- Dissipation énergétique maximale 500 nJ ($1 \mu\text{J}$)
- Tension d'alimentation 1.5 V
- Force (système linéaire) 0.5 mN
- Course (système linéaire) 40 μm
- Couple mécanique (pas-à-pas) 7 μNm
- Couple de maintien (pas-à-pas) 15 μNm
- Couple mécanique (continu) $7 + 160 \cdot k_{\Omega}$ nNm
- Vitesse maximale (continu) 300 rpm

Dans le domaine horloger, la base de temps de référence utilisée pour la définition de la dissipation énergétique est toujours

la seconde. Cette approche énergétique est préférée à la puissance par le fait que les moteurs actuels sont des systèmes pas-à-pas. Il faut aussi souligner que les couples mécanique et de maintien donnés dans le cahier des charges pour un système pas-à-pas se réfèrent à l'aiguille des secondes.

L'équation utilisée pour décrire le couple mécanique d'un mouvement en continu a été déterminé à l'aide de mesures sur un mouvement quartz. Les 7 nNm correspondent au couple de frottement constant de tous les mobiles pour des vitesses inférieures à 300 rpm : lorsque les forces visqueuses sont encore négligeables. Le couple de 160 nNm est dû au balourd de l'aiguille des secondes et, pour être rapporté au rotor, il est multiplié par le rapport d'engrènement k_{Ω} .

3.3 Catalogue des solutions

Nous allons passer en revue les différents types d'entraînements électromécaniques existants afin de déterminer lesquels pourraient respecter notre cahier des charges. Les considérations qui sont faites dans cette section se basent essentiellement sur les résultats présentés au chapitre 2.

Actionneurs électrodynamiques : Ces systèmes ne s'adaptent pas à une intégration en technologie MEMS parce que leur fonctionnement est basé sur une bobine mobile. Dans le domaine des microsystèmes, cet élément est fabriqué avec l'électrodéposition d'une piste métallique rigide qui ne se prête pas à des déplacements importants. Le seul mouvement envisageable est en flexion. Cette limitation est la raison du manque d'intérêt pour ces systèmes dans les MEMS.

Actionneurs et moteurs réluctants : Bien qu'actuellement ces systèmes soient les seuls complètement intégrés en technologie MEMS, ils ne présentent généralement pas de bons rendements à petite échelle. Ils ne s'adaptent donc pas aux contraintes imposées par notre cahier des charges.

Actionneurs et moteurs réluctants polarisés : La présence d'un aimant permanent confère à ce type d'entraînement des performances qui pourraient satisfaire les contraintes imposées par le cahier des charges. Les lois de similitude lui prédisent

un bon potentiel même à l'échelle des microsystèmes. Le seul aspect qui pourrait devenir un inconvénient est la présence de points stables. La force réluctante et l'énergie nécessaire à la mise en mouvement du système peuvent être partiellement définies avec sa forme. Si une géométrie caractérisée par un rapport favorable entre les forces réluctantes et mutuelles est trouvée, ce type d'entraînement pourrait satisfaire nos attentes. Il fera donc l'objet d'une analyse lors de la phase de pré-étude.

Actionneurs et moteurs électromagnétiques : Selon les lois de similitude et les résultats publiés à ce jour, les systèmes électromagnétiques s'adaptent très bien à nos spécifications. Ils permettent d'avoir des rendements intéressants grâce à la présence d'un aimant permanent sans avoir les inconvénients des points stables comme c'est le cas pour les systèmes réluctants polarisés. L'intégration complète en technologie MEMS n'est souvent pas la meilleure solution à cause des mauvaises caractéristiques des aimants permanents micro-fabriqués. Cet aspect est confirmé dans la littérature qui décrit uniquement des systèmes hybrides. Ce type de moteur sera également traité dans la phase de pré-étude.

Moteurs asynchrones : Ces moteurs sont performants pour des puissances élevées comme il a été montré dans l'état de l'art lors de la présentation des micromoteurs de [36], [37] et [38]. Ils ont été développés pour des puissances 10'000 fois supérieures à celle qui est prévue par notre cahier des charges. Dans le domaine des MEMS ce type d'entraînement est exploitable uniquement à des vitesses très élevées qui ne correspondent pas aux caractéristiques recherchées.

Le cahier des charges permet de restreindre sensiblement les solutions envisageables. Après cette première analyse, seulement deux types d'entraînement sont retenus : les systèmes réluctants polarisés et les systèmes électromagnétiques.

Leur comportement est complètement différent : les systèmes réluctants polarisés ont des points stables et sont développés pour un mouvement pas-à-pas tandis que les systèmes électromagnétiques sont plutôt conçus pour un déplacement en continu.

3.4 Etude de faisabilité des variantes

Dans cette section, une étude de faisabilité de quelques variantes qui pourraient satisfaire nos contraintes est présentée. Trois systèmes seront analysés :

- Actionneur linéaire réluctant polarisé ;
- Moteur réluctant polarisé ;
- Moteur électromagnétique à flux axial.

Avant de se lancer dans cette analyse, nous avons passé en revue deux systèmes réluctants dans le but de vérifier les prévisions des lois de similitude et de déterminer quel type d'actionnement est le plus favorable. Comme attendu, les forces créées sont trop faibles pour être exploitées dans notre application mais cette étude a été très utile afin de déterminer quel type de déplacement affiche les meilleures performances.

Le premier actionneur a une géométrie similaire aux actionneurs à peignes électrostatiques (Fig. 3.2). La force magnétique tend à rapprocher la partie mobile à la partie fixe en diminuant l'entrefer.

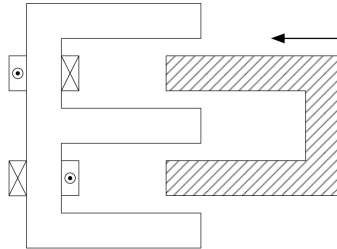


Figure 3.2 – Schéma d'un actionneur réluctant à noyau plongeant

La courbe qui décrit la force en fonction du déplacement de la partie mobile est montrée à la Fig. 3.3.

La force est très faible tout le long du déplacement et augmente uniquement lorsque l'entrefer devient très petit. Cette caractéristique ne correspond pas à ce qui est recherché parce qu'elle n'exploite pas de façon optimale le potentiel du système. Des améliorations sur l'allure de la force peuvent être réalisées en

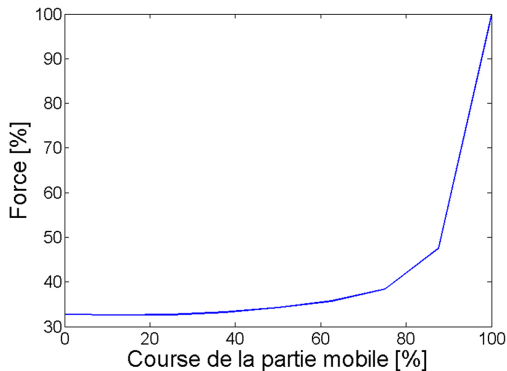


Figure 3.3 – Profil de force normalisé créée par l’actionneur schématisé à la Fig. 3.2. Le point de départ (déplacement de 0%) correspond à l’entrefer maximal

modifiant la géométrie des deux parties de l’actionneur ou en jouant sur la saturation avec la création de zones de faible section [14]. Cette étude nécessite un certain temps qui ne se justifie pas à ce stade du projet. Nous préférons analyser le profil de force d’un autre type d’actionneur tout en gardant une géométrie basique.

Le deuxième type d’actionnement est caractérisé par un entrefer constant. La force magnétique utile tend à aligner les deux parties du système grâce à un déplacement parallèle (Fig. 3.4).

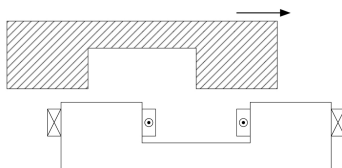


Figure 3.4 – Schéma d’un actionneur réluctant à mouvement parallèle

Le profil de force est nettement meilleur le long du déplacement. La force créée reste proche de la valeur maximale pour une bonne partie de la course et chute uniquement lorsque les deux parties

se trouvent l'une en face de l'autre (Fig. 3.5)

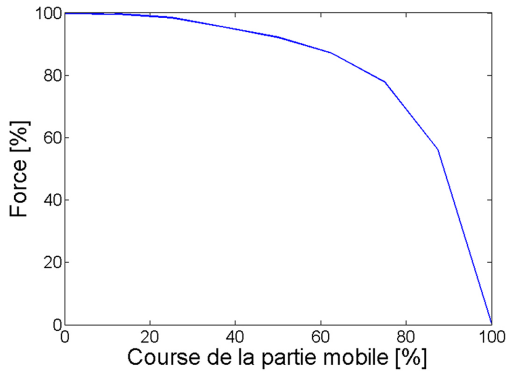


Figure 3.5 – Profil de force créé par l'actionneur schématisé à la Fig. 3.4

Cette simple analyse a permis d'identifier le type de déplacement qu'il faut exploiter lors d'un actionnement électromagnétique. Ces résultats sont utilisés lors de la définition du système réductant polarisé qui est présenté dans la suite du chapitre.

3.4.1 Actionneur réductant polarisé

Le choix de commencer l'étude de faisabilité à partir d'un actionneur réductant polarisé est dicté par sa géométrie qui ressemble aux actionneurs à peignes électrostatiques. Cette similitude permet d'exploiter le savoir faire déjà existant au niveau de la micromécanique qui garantit le déplacement de la partie mobile.

La géométrie de l'actionneur réductant polarisé a été définie sur la base des résultats précédents. Il s'agit d'un système qui met en série des structures élémentaires afin de créer une force suffisante au déplacement d'un levier (Fig. 3.6). Cette solution nécessite d'une conversion linéaire-rotatif qui peut être par exemple réalisée avec une roue à cliquet [40]. À la sortie du système il faut en effet un mouvement rotatif afin d'entraîner l'aiguille des secondes.

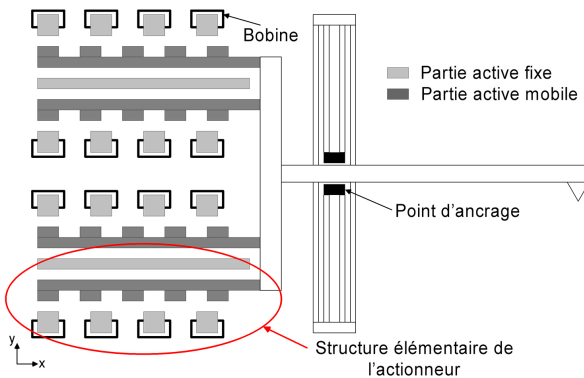


Figure 3.6 – Schéma de l'actionneur linéaire dans le plan x,y

Le guidage de la partie mobile se fait avec des lames. Le grand avantage de cette méthode est d'éviter tout frottement. Chaque élément actif est constitué par quatre dents fixes entourées par des bobines et cinq dents mobiles comme montré à la Fig. 3.7.

Le chemin du flux magnétique est refermé à travers la plaque en silicium à partir d'une structure ferromagnétique placée derrière la partie mobile. Sur la face inférieure du wafer se trouve l'aimant permanent. Les bobines ont une géométrie planaire et sont enroulées autour des dents de la partie fixe. Elles peuvent se trouver soit sur la partie supérieure de la plaque, soit sur la face arrière, soit sur les deux en même temps.

Pour réussir à exploiter ce type d'actionneur selon les spécifications imposées, il faut que la force mutuelle créée par l'interaction entre les bobines et l'aimant permanent soit plus élevée que la force de maintien due à l'aimant seul. Cette condition n'est pas évidente à respecter à cause de la faible puissance d'entrée disponible. De manière à atteindre ce but, nous avons essayé d'optimiser la géométrie du système.

L'étude d'un point de vue électromagnétique a été menée en parallèle à l'analyse technologique qui vérifie la faisabilité selon les techniques de fabrication MEMS. La conclusion est que la fabrication d'un tel système est très difficile, d'une part parce que le nombre de couches nécessaires est très élevé et d'autre part parce qu'il faut électrodéposer des matériaux ferromagné-

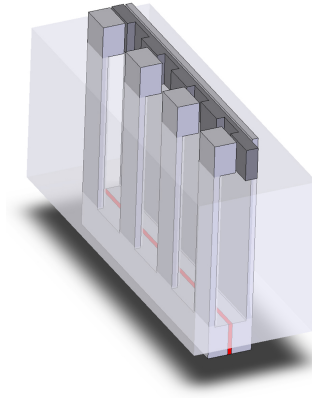


Figure 3.7 – Vision tridimensionnelle de la structure élémentaire de l'actionneur linéaire de la Fig. 3.6. Les parties fixe (en gris clair) et mobile (en gris foncé) sont sur la surface supérieure du silicium tandis que l'aimant permanent se trouve de l'autre côté. Dans ce schéma les bobines ne sont pas représentées

tiques doux et durs qui ne sont pas usuels. De plus, d'un point de vue magnétique ses performances sont loin d'être exceptionnelles. Une course maximale de $25 \mu\text{m}$ est envisageable et il faut compter environ 1000 structures élémentaires (Fig. 3.7) pour générer la force requise. Ceci nécessite donc une puissance électrique bien supérieure à celle qui est définie dans le cahier des charges étant donné qu'un courant de 2 mA doit être injecté dans chaque bobine.

Etant donné que la mise en œuvre de cet actionneur semble être très complexe et que ses performances ne sont pas exceptionnelles, nous sommes passés à l'analyse d'un moteur réluctant polarisé.

3.4.2 Moteur réluctant polarisé

Le problème principal de ce projet est de réussir à créer un couple relativement élevé à partir d'une puissance électrique très limitée. Après avoir remarqué que la version linéaire pouvait difficilement satisfaire nos critères, nous avons décidé d'analyser

une version rotative. Il s'agit d'un moteur réluctant polarisé qui est aussi connu sous le nom de *moteur pas-à-pas hybride*. Il est caractérisé par un rotor composé de deux cylindres ferromagnétiques dentés qui renferment un aimant permanent magnétisé axialement. Les dents des deux parties du rotor sont en opposition comme montré à la Fig. 3.8.

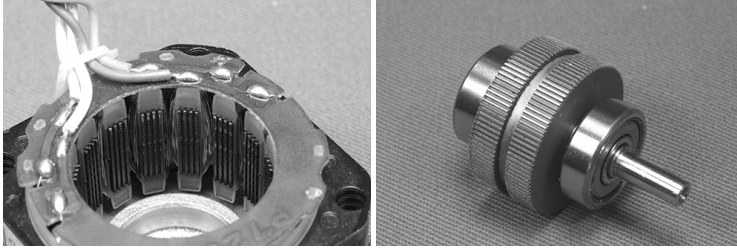


Figure 3.8 – Photos du stator (gauche) et du rotor (droite) d'un moteur réluctant polarisé "macroscopique". C'est la géométrie du moteur couple que nous aimerions adapter pour la technologie MEMS

L'avantage de ce type de moteur est d'avoir une tension induite proportionnelle au nombre de paires de pôles et de réussir à générer un couple élevé pour un faible volume.

Comme dans le cas de l'actionneur décrit auparavant, la difficulté lors du dimensionnement est d'obtenir un couple mutuel supérieur au couple de maintien pour des faibles puissances d'entrée. Cette condition est mise en évidence par l'équation du couple suivante [14] :

$$T = \frac{1}{2} \frac{d\Lambda_a}{d\alpha} \cdot \Theta_a^2 + \frac{1}{2} \frac{d\Lambda_b}{d\alpha} \cdot \Theta_b^2 + \frac{d\Lambda_{ab}}{d\alpha} \cdot \Theta_a \Theta_b \quad (3.1)$$

Avec :

- Λ_a : perméance propre de l'aimant ;
- Λ_b : perméance propre des bobines ;
- Λ_{ab} : perméance mutuelle aimant-bobine ;
- Θ_a : potentiel magnétique de l'aimant ;
- Θ_b : potentiel magnétique des bobines ;
- α : position angulaire du rotor.

Cette tendance est due au potentiel magnétique de l'aimant permanent qui est souvent largement supérieur à celui qui est créé

par les bobines. Malheureusement, il ne suffit pas de diminuer les performances de l'aimant pour résoudre ce problème parce que le couple mutuel en serait aussi affecté et les contraintes du cahier de charges ne seraient plus respectées.

La méthodologie des plans d'expériences [41], [42] a été utilisée pour définir une géométrie qui puisse être envisageable dans le cadre de ce projet. Cette méthode a permis de dimensionner un microsystème ayant le rapport entre le couple mutuel et le couple de positionnement le plus élevé. Cette géométrie a été simulée avec les éléments finis afin de vérifier si le système satisfait le cahier des charges. Les résultats obtenus sont résumés à la Fig. 3.9.

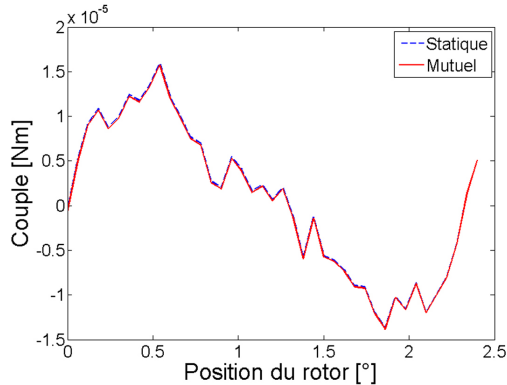


Figure 3.9 – Comparaison des couples créés par le moteur réductant polarisé. Une courbe montre le couple de maintien dû uniquement à la présence de l'aimant. La deuxième décrit le couple mutuel créé par l'interaction entre les bobines et l'aimant. Dans ce cas, un courant de 1 mA circule dans les bobines de 25 spires. Malheureusement cette puissance n'est pas suffisante à entraîner correctement le moteur

Finalement, les performances électromagnétiques de ce moteur ne sont pas très satisfaisantes. Il nécessite une puissance électrique trop importante pour être actionné correctement et les contraintes imposées par notre application ne peuvent pas être respectées. En outre, sa mise en œuvre en technologie MEMS

est trop complexe et difficilement réalisable même si le rotor peut être obtenu avec des couches indépendantes qui sont assemblées par la suite. Par contre, la fabrication des bobines hélicoïdales autour des pôles du stator semble être peu réaliste. Etant donné que les performances électromagnétiques ne sont pas satisfaisantes, nous n'avons pas approfondi d'avantage son développement mais nous avons décidé d'analyser un nouveau type de système : le moteur électromagnétique.

3.4.3 Moteur électromagnétique

Suite aux échecs des deux premières solutions, il a fallu réfléchir à un nouveau concept qui ne souffre pas des inconvénients qui ont été rencontrés auparavant. Les deux problèmes principaux étaient notamment :

- Une géométrie tridimensionnelle complexe ;
- La présence d'un couple de maintien élevé.

Afin d'éviter les structures trop compliquées et difficilement réalisables, nous avons cherché une géométrie qui puisse mieux s'adapter à la technologie planaire des microsystèmes qui est caractérisée par l'empilement et la structuration de couches successives.

Un système à flux axial constitue une bonne solution dans ce sens. Il est réalisé en superposant un disque rotorique à un stator de la même forme. Un schéma représentant la section de ce moteur est montré à la Fig. 3.10. Le fait d'avoir un système électromagnétique sans encoches résout aussi le problème de la présence du couple réluctant.

Comme montré à la Fig. 3.10, le rotor est constitué d'un aimant permanent magnétisé axialement qui est placé sous une culasse ferromagnétique. Le stator contient des bobines planes micro-fabriquées. C'est la géométrie la plus simple à réaliser en salle blanche. De plus, afin de simplifier d'avantage la fabrication, les deux composants du moteur sont réalisés indépendamment l'un de l'autre et ils sont assemblés par la suite.

La première géométrie proposée est celle représentée à la Fig. 3.10. Elle est caractérisée par une deuxième culasse ferromagnétique qui est placée sous le stator et qui permet de refermer le flux magnétique. Cette solution améliore les performances élec-

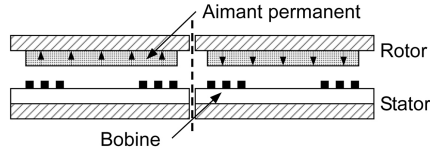


Figure 3.10 – Représentation de la section d'un moteur électromagnétique à flux axial. Le stator contient les bobines planes tandis que le rotor est composé d'un aimant permanent magnétisé axialement et d'une culasse ferromagnétique.

tromagnétiques du moteur mais malheureusement elle engendre une force axiale non négligeable. Cette force, qui tend à rapprocher la culasse statorique à l'aimant permanent, est assez conséquente à cause du faible entrefer que nous aimerions atteindre ($75 \mu\text{m}$). Une simulation par éléments finis a montré que sa valeur est de l'ordre de 10 mN . L'effet néfaste de cette force apparaît sous forme d'une augmentation du couple de frottement. Avec une mécanique horlogère usuelle, le couple de frottement supplémentaire est estimé à 55 nNm : une valeur qui est environ 20 fois supérieure au couple de frottement standard. Pour éviter ce problème, deux autres géométries ont été proposées (Fig. 3.11).

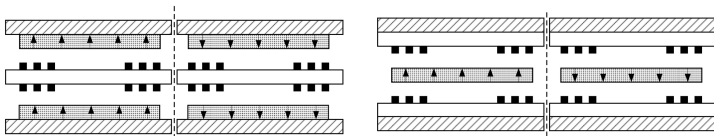


Figure 3.11 – Schéma de deux géométries qui permettent de compenser la force axiale. Dans l'image de gauche, le stator est placé entre deux rotors tandis qu'à droite, c'est le rotor qui est placé entre deux stators [35]

Elles sont caractérisées par la duplication d'une des deux parties du moteur. Dans le premier cas, le stator est placé entre deux rotors tandis que dans le deuxième, c'est le rotor qui est placé entre deux stators. L'avantage de ces deux constructions est de compenser les forces axiales lorsque le système est parfaitement

symétrique. Le désavantage est par contre donné par la complexification de la mécanique du moteur. Dans le cas du double rotor, ces deux éléments doivent être solidaires pour éviter leur rapprochement. Dans le cas des deux stators, il faut par contre garantir une parfaite symétrie des entrefers afin d'éviter l'apparition d'une force axiale qui tend à rapprocher l'aimant à l'un des deux stators. De plus, dans ce cas des pertes par courant de Foucault apparaissent aux stators.

Le développement d'un microsystème électromagnétique avec des bonnes caractéristiques est une tâche suffisamment complexe sans avoir à ajouter des difficultés supplémentaires. C'est la raison pour laquelle nous avons choisi un moteur sans culasse au stator (Fig. 3.12). Cette solution permet de simplifier au maximum la mécanique et d'éviter des problèmes supplémentaires au niveau de l'assemblage et des forces axiales.

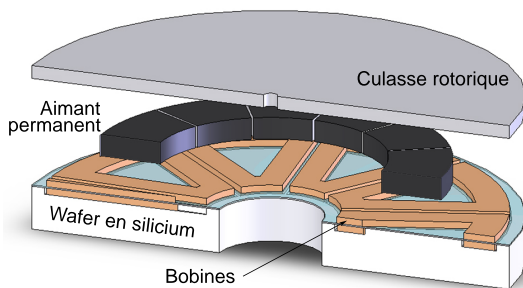


Figure 3.12 – Vue éclatée du moteur électromagnétique à flux axial qui sera développé dans ce travail de recherche. Des bobines planes fabriquées sur une plaque de silicium constituent le stator

Dans la géométrie retenue, les bobines planes sont réalisées sur une plaque de silicium sur laquelle est assemblé le rotor. Après une première étude de faisabilité, nous avons décidé de limiter à deux le nombre de couches des bobines. Ce choix a été dicté par la complexité du processus de fabrication pour l'empilement de plusieurs couches épaisses. Lors du pré-dimensionnement, ce moteur a montré des bonnes performances en satisfaisant les contraintes du cahier des charges.

C'est la raison pour laquelle, nous avons décidé de se focaliser sur ce système et de l'étudier dans les détails. Il présente de grands avantages par rapport aux deux autres entraînements discutés auparavant tant au niveau électromagnétique que du point de vu de la fabrication. Avant tout, les objectifs énergétiques devraient être atteints. En outre, sa fabrication est beaucoup plus aisée que celle prévue pour les deux autres systèmes. Le seul inconvénient est que le stator et le rotor doivent être réalisés séparément et assemblés par la suite.

3.5 Conclusions

Le choix du moteur qui est développé pour satisfaire le cahier des charges a mis en évidence les points critiques qu'il faut considérer lors du dimensionnement d'un microsystème électromagnétique. A cause de la faible puissance d'entrée disponible, les systèmes réductants polarisés doivent être mis à l'écart. Le couple de maintien dû à la présence de l'aimant permanent est trop important par rapport au couple mutuel qui peut être généré. Cet inconvénient les rend inutilisables par rapport à nos spécifications.

L'autre point extrêmement important est constitué par la géométrie du système. Les entraînements électromagnétiques nécessitent une géométrie tridimensionnelle afin de refermer le chemin du flux magnétique et afficher des bonnes performances. Il faut donc réussir à adapter une géométrie de ce type à une technologie planaire. C'est une tâche difficile qui nécessite une réflexion supplémentaire. Les systèmes réductants présentés dans ce chapitre ont une géométrie très difficilement réalisable avec les techniques de fabrication des microsystèmes actuelles. Puisque leurs caractéristiques électromagnétiques n'étaient pas bonnes, nous n'avons pas réalisé une étude très approfondie afin d'adapter leur géométrie aux contraintes de la micro-fabrication. Nous avons préféré réfléchir à un nouveau système afin d'éviter les deux problèmes rencontrés.

La solution est le moteur électromagnétique à flux axial qui est caractérisé par l'empilement d'un disque au stator et un disque au rotor. Les performances de ce moteur sont très intéressantes et sa géométrie s'adapte très bien à une mise en œuvre

en salle blanche.

La suite du développement consiste à dimensionner le système afin d'obtenir les performances définies dans le cahier des charges. La méthodologie choisie pour cette phase se base sur un modèle analytique qui est présenté au chapitre 4. Ces équations décrivent le moteur d'un point de vue électromagnétique et permettent de calculer ses performances à partir de ses paramètres dimensionnels. Ensuite, le moteur est dimensionné à l'aide d'une optimisation multi-variable qui utilise les équations du modèle analytique. Cette partie sera décrite au chapitre 5.

CHAPITRE 4

Modèle analytique du moteur synchrone à flux axial sans culasse statorique

Sommaire

4.1	Introduction	58
4.2	Induction magnétique	59
4.2.1	Modélisation des aimants	60
4.2.2	Potentiels vecteurs	63
4.2.3	Validation	67
4.3	Tension induite	69
4.3.1	Validation	70
4.4	Couple et puissance mécanique	71
4.5	Paramètres électriques du modèle	72
4.5.1	Influence des technologies MEMS	72
4.5.2	Résistances et pertes Joule	75
4.6	Bilan des puissances	77
4.7	Magnétisation des aimants	78
4.7.1	Caractéristiques de l'aimant utilisé	80
4.8	Conclusions	83

4.1 Introduction

Le modèle analytique est un outil de dimensionnement rapide avec des temps de calcul très réduits, qui permet d'effectuer un nombre élevé d'itérations lors du processus d'optimisation du moteur. Il doit être capable de calculer les caractéristiques électromagnétiques du système en partant de ses paramètres géométriques, électriques et magnétiques. Il faut qu'il soit fiable et que ses résultats soient suffisamment précis pour obtenir un dimensionnement correct.

Le grand avantage de cette méthode de dimensionnement par rapport à une analyse basée sur les éléments finis est son temps de calcul très faible. Cet atout est obtenu au léger détriment de la précision des résultats mais le but du modèle analytique n'est pas de remplacer les éléments finis en ces termes.

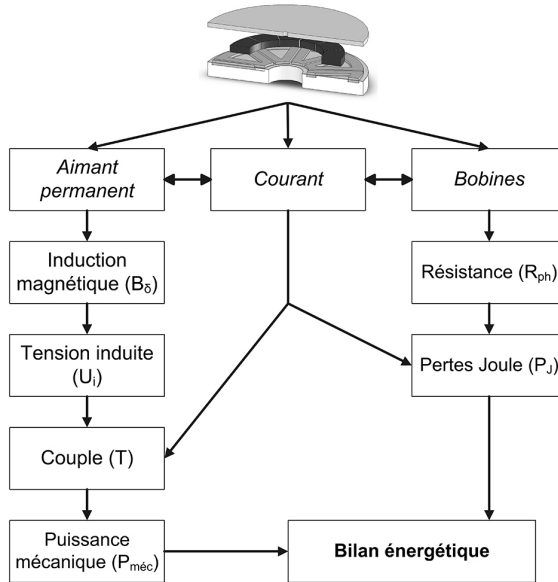


Figure 4.1 – Schéma présentant la structure du modèle analytique

La structure du modèle analytique est expliquée à l'aide de la Fig. 4.1. Les paramètres d'entrée définissent complètement le moteur que ce soit d'un point de vue géométrique (dimensions

de l'aimant, de l'entrefer, des bobines, ...) électrique (courant, nombre de phases, ...) ou magnétique (induction magnétique rémanente, nombre de paires de pôles, ...).

Le point clef du modèle est le développement d'une équation analytique qui décrit l'induction magnétique axiale dans l'entrefer ($B_{\delta,z}$). Cette grandeur est indispensable pour déterminer les autres paramètres électromagnétiques comme la tension induite (U_i) et le couple (T) (Fig. 4.1).

La différence entre le dimensionnement d'un moteur électromagnétique usuel et d'un micromoteur MEMS est mise en évidence lors de la description de la partie électrique du modèle analytique. Cette section présente l'influence des technologies utilisées lors de la micro-fabrication des stators sur les grandeurs tels que la résistance et les pertes Joule.

Le but du modèle est d'établir le bilan énergétique du moteur. Les puissances jouent en effet un rôle très important dans ce projet parce que l'application horlogère recherche une consommation énergétique minimale pour des performances données.

4.2 Induction magnétique dans l'entrefer

Le développement de l'équation de l'induction magnétique dans l'entrefer (B_{δ}) constitue la partie centrale du modèle. La composante de cette grandeur nécessaire pour déterminer les autres paramètres électromagnétiques (Fig. 4.1), est uniquement axiale : selon l'axe z . C'est la raison pour laquelle dans tout ce chapitre le terme *induction magnétique dans l'entrefer* (B_{δ}) se réfère toujours et uniquement à la composante axiale.

Le développement de son expression est réalisé à partir de la méthode présentée par [43]. La première étape consiste à supposer que le moteur rotatif puisse être modélisé comme étant un moteur linéaire d'une longueur infinie. Cette hypothèse permet de représenter le système avec une géométrie bidimensionnelle (Fig. 4.2). Cette approximation est fondamentale parce que le développement d'une équation analytique dans une géométrie tridimensionnelle s'avère très compliqué, aboutissant à des relations mathématiques très complexes [44].

Une fois que l'équation de l'induction magnétique pour un système linéaire est déterminée, un simple changement de variables permet de l'adapter au moteur à flux axial.

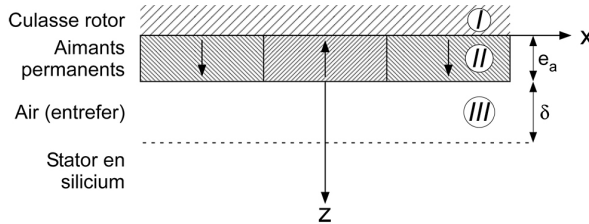


Figure 4.2 – Représentation bidimensionnelle du moteur électromagnétique à flux axial

La première zone (région *I*) schématisée à la Fig. 4.2 correspond à la culasse ferromagnétique du rotor. La deuxième (région *II*) est caractérisée par la présence des aimants permanents magnétisés axialement (selon z) et la troisième (région *III*) correspond à l'entrefer qui s'étend jusqu'à l'infini étant donné que, d'un point de vue magnétique, le silicium est considéré comme de l'air et qu'aucune culasse n'est présente au stator.

4.2.1 Modélisation des aimants

Les aimants permanents ont été modélisés par la méthode des courants équivalents [45], [46]. Ils ont donc été remplacés par des conducteurs électriques ayant une densité de courant J_0 comme montré à la Fig. 4.3. Souvent, comme dans le cas de [45] et [46], la notion de courants superficiels est préférée à la densité de courant.

La valeur de la densité de courant \vec{J}_0 dépend de l'aimantation \vec{M} des aimants permanents et se calcule selon :

$$\vec{J}_0 = \vec{\nabla} \times \vec{M} \quad (4.1)$$

L'aimantation \vec{M} est proportionnelle à l'induction magnétique rémanente B_r [46] et, par conséquent, ses composantes en x (M_x) et y (M_y) sont nulles (Fig. 4.4). La fonction qui décrit le changement de la composante axiale de l'aimantation (M_z)

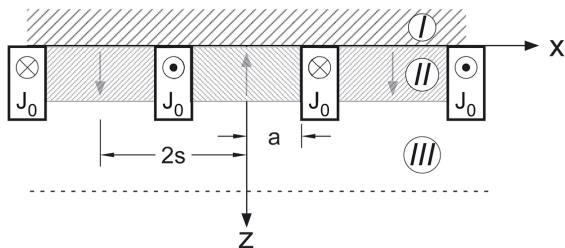


Figure 4.3 – Modélisation des aimants par la méthode des courants équivalents

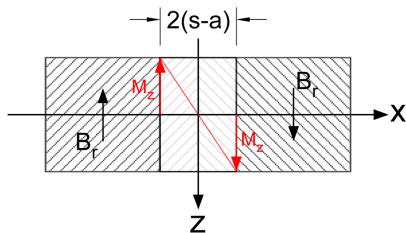


Figure 4.4 – Illustration de la fonction de magnétisation des aimants permanents. La zone de transition de l'aimantation est modélisée par la largeur du conducteur des courants équivalents ($2(s - a)$)

entre deux aimants contigus est supposée linéaire :

$$M_z(x) = -\frac{B_r}{\mu_0 \mu_a} \cdot \frac{x}{s - a} \quad (4.2)$$

Avec :

- μ_0 : perméabilité du vide ;
- μ_a : perméabilité relative de l'aimant permanent ;
- $2(s - a)$: largeur de la zone de transition de l'aimantation.
Cette zone est modélisée par la largeur du conducteur des courants équivalents (Fig. 4.4).

Le vecteur de la densité de courant \vec{J}_0 est obtenu avec (4.1). Ses composantes en x et y sont nulles tandis que sa valeur selon

y est la suivante :

$$J_0 = J_{0,y} = \frac{B_r}{\mu_0 \mu_a (s - a)} \quad (4.3)$$

L'équation (4.3) exprime l'amplitude de la densité de courant équivalente mais il reste à déterminer la fonction $J_a(x)$ qui modélise la suite d'aimants permanents (Fig. 4.5).

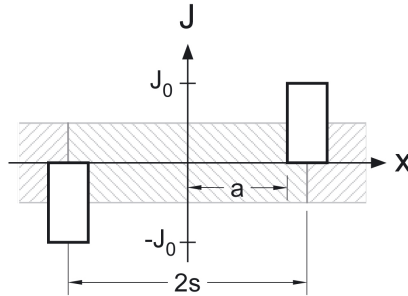


Figure 4.5 – Schéma décrivant la fonction $J_a(x)$ des courants équivalents pour une suite d'aimants permanents

Cette fonction peut être définie comme une série de Fourier :

$$J_a(x) = a_0 + \sum_n \left(a_n \cdot \cos \left(n \frac{2\pi}{4s} x \right) + b_n \cdot \sin \left(n \frac{2\pi}{4s} x \right) \right) \quad (4.4)$$

Comme montré à la Fig. 4.5, $J_a(x)$ est une fonction impaire dont la période vaut $4s$. Les coefficients a_0 et a_n de (4.4) sont donc nuls tandis que b_n est donné par :

$$b_n = \frac{4J_0}{n\pi} \cdot \cos \left(n \frac{\pi}{2s} a \right) \quad (4.5)$$

En introduisant (4.5) dans (4.4), l'expression de $J_a(x)$ devient :

$$J_a(x) = \sum_n \frac{4J_0}{n\pi} \cdot \cos(nka) \cdot \sin(nkx) \quad (4.6)$$

Avec :

- $k = \pi/2s$;
- $2s$: demi-période de la fonction ;
- n : nombre entier uniquement pair.

4.2.2 Potentiels vecteurs

L'induction magnétique dans l'entrefer est déterminée à partir des potentiels vecteurs (\vec{A}) des régions définies à la Fig. 4.2. La relation qui lie les potentiels vecteurs à l'induction magnétique est :

$$\vec{B} = \vec{\nabla} \times \vec{A} \quad (4.7)$$

Dans le cas du moteur étudié, les composantes selon x et z du potentiel vecteur sont nulles. C'est la raison pour laquelle tout au long du document la lettre A désignera uniquement la composante selon y du potentiel vecteur ($A = A_y$). Le potentiel vecteur doit être périodique selon x de la même façon que la densité de courant $J_a(x)$. L'expression générale qui le décrit est du type [43] :

$$A(x, z) = K_0 + \mu K_1 z + \mu \sum_n Z_n \cdot \sin(nkx) \quad (4.8)$$

Avec :

- Z_n : fonction qui dépend uniquement de z ;
- K_0 : constante arbitraire (négligée) ;
- K_1 : constante ;
- μ : perméabilité des différentes régions.

Pour déterminer la fonction Z_n des trois potentiels vecteurs, nous allons appliquer les équations de Maxwell et en particulier :

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} \quad (4.9)$$

Dans les régions *I* et *III*, (4.9) peut être réécrite sous forme de l'équation de Laplace :

$$\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial z^2} = 0 \quad (4.10)$$

En remplaçant (4.8) dans (4.10), nous obtenons :

$$\frac{d^2 Z_n}{dz^2} - n^2 k^2 Z_n = 0 \quad (4.11)$$

Dont la solution est :

$$Z_n(z) = C_{1n} \cdot e^{n k z} - C_{2n} \cdot e^{-n k z} \quad (4.12)$$

L'équation générale du potentiel vecteur dans les régions *I* et *III* est obtenue en introduisant (4.12) dans (4.8) :

$$A_{I,III}(x, z) = \mu K_1 z + \mu \sum_n (C_{1n} \cdot e^{nkz} + C_{2n} \cdot e^{-nkz}) \sin(nkx) \quad (4.13)$$

Dans la région *I* (Fig. 4.2), z est négatif et le potentiel vecteur tend vers zéro lorsque z tend vers l'infini ($-\infty$). Cette condition impose que K_1 et C_{2n} soient nuls.

Pour la région *III*, c'est l'inverse : z est positif et le potentiel vecteur tend vers zéro lorsque z tend vers l'infini ($+\infty$). Dans ce cas, c'est donc K_1 et C_{1n} qui doivent être nuls dans (4.13).

La région *II* est caractérisée par la présence des aimants permanents. L'équation à satisfaire est donc celle de Poisson :

$$\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial z^2} = -\mu \cdot J \quad (4.14)$$

En remplaçant (4.8) et (4.6) dans (4.14), nous obtenons :

$$\frac{d^2 Z_n}{dz^2} - n^2 k^2 Z_n = -\frac{4 J_0}{n\pi} \cdot \cos(nka) \quad (4.15)$$

Dont la solution est :

$$Z_n(z) = C_{3n} \cdot e^{nkz} - C_{4n} \cdot e^{-nkz} + \frac{4 J_0}{n\pi} \cdot \cos(nka) \quad (4.16)$$

Dans cette région, la variable z est positive et finie. Les coefficients C_{3n} et C_{4n} sont donc non nuls. L'équation générale du potentiel vecteur devient :

$$A_{II}(x, z) = \mu K_1 z + \mu \sum_n \left(C_{3n} \cdot e^{nkz} + C_{4n} \cdot e^{-nkz} + \frac{4 J_0}{n\pi} \cos(nka) \right) \sin(nkx) \quad (4.17)$$

Etant donné que pour $z = 0$ les potentiels A_I et A_{II} doivent être continus, K_1 doit forcément être nul aussi dans l'expression de A_{II} (4.17). En résumé, les potentiels vecteurs dans les trois

régions sont décrits par :

$$A_I(x, z) = \mu_I \sum_n C_{1n} \cdot e^{nkz} \cdot \sin(nkx) \quad (4.18)$$

$$\begin{aligned} A_{II}(x, z) &= \\ &= \mu_{II} \sum_n \left(C_{3n} e^{nkz} + C_{4n} e^{-nkz} + \frac{4J_0}{n\pi} \cos(nka) \right) \sin(nkx) \end{aligned} \quad (4.19)$$

$$A_{III}(x, z) = \mu_{III} \sum_n C_{2n} \cdot e^{-nkz} \cdot \sin(nkx) \quad (4.20)$$

Avec :

- $\mu_I = \mu_0 \mu_{fe}$: perméabilité du fer ;
- $\mu_{II} = \mu_0 \mu_a$: perméabilité des aimants permanents ;
- $\mu_{III} = \mu_0$: perméabilité de l'air.

Les coefficients C_{1n} , C_{2n} , C_{3n} et C_{4n} sont inconnus et ils sont déterminés à l'aide des propriétés du champ magnétique et de l'induction magnétique à l'interface entre deux milieux (Fig. 4.2).

Les conditions aux limites à respecter sont :

- L'induction magnétique normale B_{\perp} est continue :

$$z = 0 : \quad B_{z,I} = B_{z,II} \quad | \quad z = e_a : \quad B_{z,II} = B_{z,III}$$

- Le champ magnétique tangentiel $H_{//}$ est continu :

$$z = 0 : \quad H_{x,I} = H_{x,II} \quad | \quad z = e_a : \quad H_{x,II} = H_{x,III}$$

Ce système de 4 équations permet de déterminer C_{1n} , C_{2n} , C_{3n} et C_{4n} et d'avoir les expressions complètes des trois potentiels vecteurs.

Dans le cadre du modèle analytique, seule l'induction magnétique dans l'entrefer (B_{δ}) doit être connue. Le potentiel vecteur intéressant est donc uniquement celui de la région *III* dont l'équation est celle qui suit, lorsque la perméabilité du fer (μ_{fe}) est infinie :

$$\begin{aligned} A_{III}(x, z) &= \sum_n \frac{16 B_r s^2 e^{nk(e_a - z)} \left(-1 + e^{\frac{nke_a}{2}} \right)}{n^3 \pi^3 (s - a) \left(-1 + \mu_a + e^{\frac{nke_a}{2}} (1 + \mu_a) \right)} \cdot \\ &\quad \cdot \cos(nka) \sin(nkx) \end{aligned} \quad (4.21)$$

L'équation (4.21) décrit le potentiel vecteur dans un système linéaire et elle doit être adaptée à un système circulaire. Cette transformation est obtenue grâce à un changement de variables en passant d'un système de coordonnées cartésiennes (x, y, z) à des coordonnées cylindriques (r, α, z) (Fig. 4.6). Les paramètres

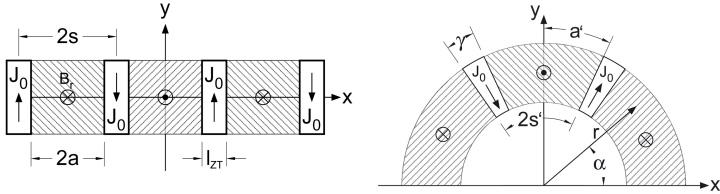


Figure 4.6 – Définition des paramètres en coordonnées cartésiennes et cylindriques

géométriques qui définissent les aimants permanents deviennent (Fig. 4.6) :

$$2s \Rightarrow 2s' = \frac{\pi}{p} \cdot r \quad (4.22)$$

$$2a \Rightarrow 2a' = 2s' - \gamma \cdot r = \left(\frac{\pi}{p} - \gamma \right) \cdot r \quad (4.23)$$

L'expression du potentiel vecteur pour le moteur à flux axial s'écrit donc :

$$A_{III}(r, \alpha, z) = \sum_n \frac{8 B_r r}{n^3 p^2 \pi \gamma} \cdot \frac{e^{\frac{np(e_a - z)}{r}} \left(-1 + e^{\frac{2npe_a}{r}} \right)}{\left(-1 + \mu_a + e^{\frac{2npe_a}{r}} (1 + \mu_a) \right)} \cdot \cos \left(\frac{1}{2} n (\pi - p\gamma) \right) \sin(np\alpha) \quad (4.24)$$

L'équation de la composante axiale de l'induction magnétique dans n'importe quel point (r, α, z) de l'entrefer est obtenue

en introduisant (4.24) dans (4.7) :

$$\begin{aligned}
 B_\delta(r, \alpha, z) = & \sum_n \frac{8 B_r}{(2n+1)^2 p \pi \gamma} \cdot \\
 & \cdot \frac{e^{\frac{(2n+1)p(e_a-z)}{r}} \left(-1 + e^{\frac{2(2n+1)pe_a}{r}} \right)}{\left(-1 + \mu_a + e^{\frac{2e_a(2n+1)p}{r}} (1 + \mu_a) \right)} \cdot \\
 & \cdot \cos \left[\frac{1}{2} (2n+1) (\pi - p\gamma) \right] \cdot \cos[(2n+1)p\alpha]
 \end{aligned} \tag{4.25}$$

Avec :

- n : nombre entier (zéro compris) ;
- $2n+1$: nombre de l'harmonique ;
- e_a : épaisseur de l'aimant permanent ;
- p : nombre de paires de pôles.

4.2.3 Validation de l'équation de l'induction magnétique

La validation de l'équation de l'induction magnétique dans l'entrefer (4.25) est effectuée en comparant les résultats du modèle analytique avec ceux qui sont obtenus avec les éléments finis. Contrairement au modèle analytique, l'outil de simulation utilisé (Flux 3D de Cedrat [47]) ne permet pas de modéliser rapidement des aimants permanents avec des zones de transitions (γ) (Fig. 4.4 et Fig. 4.6). Nous avons donc considéré une suite d'aimants permanents avec une aimantation qui change instantanément de $-M$ à $+M$.

Pour introduire cette condition dans le modèle analytique, nous avons déterminé la limite de (4.25) lorsque γ tend vers zéro

($\gamma \rightarrow 0$, Fig. 4.6). L'expression résultante est :

$$B_{\delta(\gamma \rightarrow 0)} = \sum_n (-1)^n \frac{4B_r}{(2n+1)\pi} \cdot \frac{e^{\frac{(2n+1)p(e_a-z)}{r}} \left(-1 + e^{\frac{2e_a(2n+1)p}{r}} \right)}{\left(-1 + \mu_a + e^{\frac{2e_a(2m+1)p}{r}} (1 + \mu_a) \right)} \cos[(2n+1)p\alpha] \quad (4.26)$$

La comparaison entre les deux méthodes a été réalisée par rapport aux dimensions de l'échantillon fonctionnel qui a été fabriqué, dont les caractéristiques sont résumées à la Table 5.6. Les résultats obtenus sont présentés à la Fig. 4.7. Ce graphique montre l'induction magnétique sur un chemin semi-circulaire d'un rayon équivalent au rayon moyen des aimants permanents et qui se trouve sur la surface du wafer.

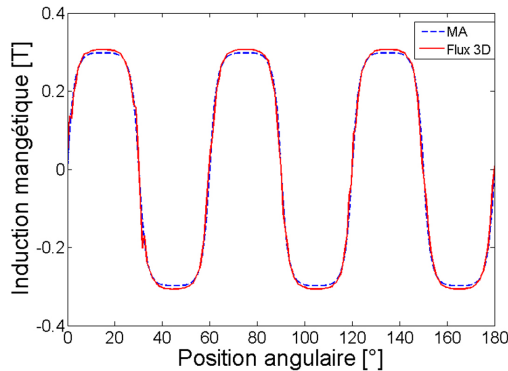


Figure 4.7 – Induction magnétique axiale au niveau de la surface du stator sur un demi-cercle d'un rayon équivalent au rayon moyen des aimants permanents

Les valeurs obtenues avec les éléments finis sont légèrement supérieures à celles qui sont calculées avec l'équation (4.26). La différence relative vaut 2.8 %. Grâce à cette comparaison, l'équation (4.25) qui permet de calculer l'induction magnétique dans l'entrefer est validée.

4.3 Tension induite

La méthode choisie pour le calcul de la tension induite est expliquée à l'aide du schéma présenté à la Fig. 4.8.

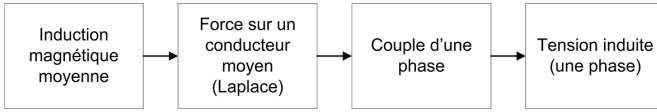


Figure 4.8 – Méthode utilisée pour déterminer la tension induite d'une phase

Tout d'abord, la valeur moyenne de l'induction magnétique est calculée dans les sections (S_1 et S_2) occupées par les spires et qui définissent la partie active de chaque côté de la bobine (Fig. 4.9). L'équation de l'induction moyenne dans la section S_1 est :

$$\bar{B}_{S_1} = \frac{1}{(\alpha_{2S_1} - \alpha_{1S_1})(z_{2S_1} - z_{1S_1})} \int_{\alpha_{1S_1}}^{\alpha_{2S_1}} \int_{z_{1S_1}}^{z_{2S_1}} B_\delta(\alpha, z) d\alpha dz \quad (4.27)$$

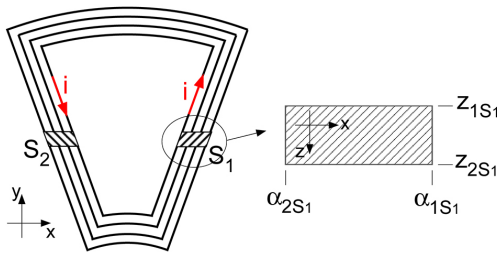


Figure 4.9 – Définition des sections d'une bobine sur lesquelles la valeur moyenne de l'induction magnétique est calculée

Lorsque l'induction magnétique moyenne (\bar{B}) est connue, la force volumique exercée sur la section des spires, assimilée à un conducteur moyen (Fig. 4.9), est calculée avec l'équation de Laplace :

$$dF = I \cdot d\vec{r} \times \vec{B} \quad (4.28)$$

Dans le cas d'un moteur rotatif, la grandeur recherchée est le couple. Pour une bobine de N spires, le couple sur un de ses

deux côtés (S_1 ou S_2) prend l'expression suivante :

$$T_{demi-bobine} = N \int r dF = N I \int_r \bar{B}(r) dr \quad (4.29)$$

Le couple généré par une bobine est la somme des couples de ses deux côtés (S_1 et S_2) et le couple d'une phase (T_{ph}) est obtenu en sommant les couples de toutes les bobines qui la composent. Son équation analytique est donnée à l'annexe A.

Finalement, la tension induite d'une phase ($U_{i,ph}$) est déterminée avec l'équation suivante (cf. annexe A) :

$$U_{i,ph} = \frac{T_{ph} \cdot \Omega}{I_{ph}} \quad (4.30)$$

Avec :

- Ω : vitesse de rotation [rad/s];
- I_{ph} : courant de phase.

4.3.1 Validation de l'équation de la tension induite

Dans le développement de l'équation analytique de la tension induite (U_i), il a fallu introduire une approximation parce que l'intégrale présente dans l'équation (4.29) ne peut pas être résolue analytiquement. Nous avons donc fait l'hypothèse que l'induction magnétique (B_δ) ne varie pas par rapport au rayon des aimants. La variable r dans l'équation de l'induction (4.25) a donc été remplacée par sa valeur moyenne \bar{r} . L'équation (4.29) a été redéfinie comme suit :

$$T = N I \int_r B_\delta(r) dr \approx N I B_\delta|_{\bar{r}} \int_r dr \quad (4.31)$$

La seule solution qui évite cette approximation est la résolution numérique de l'intégrale, mais cette option ne peut pas être utilisée dans le cadre d'un modèle analytique. Elle est néanmoins appliquée pour valider les équations lors de la comparaison des résultats du modèle avec les éléments finis (Fig. 4.10).

Le graphique de la Fig. 4.10 confirme l'excellente corrélation entre le modèle analytique et les éléments finis. Les courbes de la tension induite se superposent quasi parfaitement et démontrent la précision des équations.

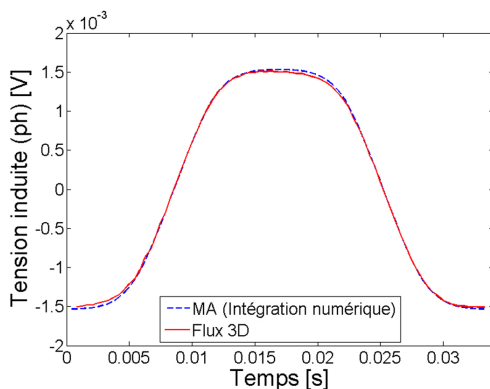


Figure 4.10 – Comparaison de la tension induite d’une phase obtenue avec le modèle analytique (avec intégration numérique) et les éléments finis à une vitesse de 300 rpm

La Fig. 4.11 montre par contre l’effet de l’approximation sur les résultats obtenus avec l’équation analytique par rapport à l’intégration numérique de (4.29). L’influence des harmoniques en est sensiblement réduite.

Même si les formes des deux courbes présentées à la Fig. 4.11 ne coïncident pas, leurs valeurs maximales sont très proches. Etant donné que pour la suite du modèle seule la valeur de crête de la tension induite (\hat{U}_i) sera utilisée, cette approximation ne devrait pas trop affecter la précision du modèle analytique.

4.4 Couple et puissance mécanique

Le moteur étudié n’a aucune culasse statorique et grâce à cette particularité, les pertes par courants de Foucault sont négligeables. En outre, à la vitesse nominale de 300 rpm, les pertes par ventilation peuvent être également négligées. Sous ces hypothèses, le couple et la puissance mécanique coïncident avec le couple et la puissance électromagnétique. C’est la raison pour laquelle ces termes sont confondus dans le cadre de ce modèle analytique.

Le couple mécanique de ce micromoteur prend donc l’expres-

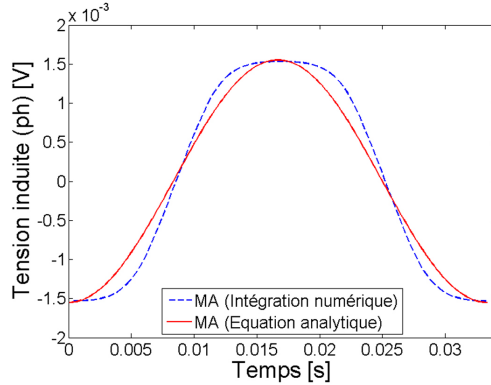


Figure 4.11 – Comparaison de la tension induite d’une phase obtenue avec le modèle approximé qui est purement analytique et le modèle non-approximé qui nécessite une intégrale numérique (300 rpm)

sion suivante [14] (cf. annexe A) :

$$T_{mec} = T_{emag} = \frac{3}{2} \frac{\hat{U}_{i,ph}}{\Omega} \cdot \hat{I}_{ph} \quad (4.32)$$

Et la puissance mécanique est décrite par :

$$P_{mec} = P_{emag} = T_{mec} \cdot \Omega \quad (4.33)$$

4.5 Paramètres électriques du modèle

4.5.1 Influence des technologies MEMS

Jusqu’à ce stade, le modèle analytique ne présente aucune particularité liée au fait que le stator soit réalisé en salle blanche en suivant les règles de micro-fabrication. Cet aspect est par contre mis en évidence dans cette section. Contrairement aux conducteurs utilisés dans les moteurs usuels, la section des spires d’une bobine réalisée en salle blanche, ne peut pas être choisie librement. La largeur de la spire l_s , son épaisseur e_s et la largeur de l’isolant l_i (Fig. 4.12) sont interdépendantes et la plage de valeurs souhaitables est imposée par les techniques de micro-usinage employées.

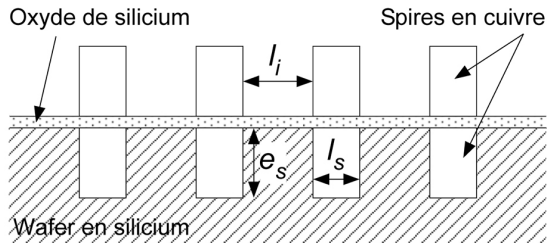


Figure 4.12 – Détail de la section d’une bobine définie à la Fig. 4.9. Ce schéma permet de définir la largeur d’une spire (l_s), son épaisseur (e_s) et la largeur de l’isolant (l_i)

Le rapport entre les trois paramètres définissant les dimensions de la section du cuivre (l_s , e_s et l_i) est défini par la notion de facteur de forme (FF), ou *aspect ratio* en anglais. Ce paramètre est imposé par les limites des technologies utilisées comme la gravure anisotrope du silicium, l’électrodéposition, la déposition par pulvérisation et les propriétés des résines photosensibles. En choisissant la largeur des spires l_s comme variable libre, les deux autres paramètres sont définis comme suit :

$$e_s = l_s \cdot FF_s \quad (4.34)$$

$$l_i = \frac{e_s}{FF_i} = l_s \cdot \frac{FF_s}{FF_i} \quad (4.35)$$

Avec :

- FF_s : facteur de forme liant la hauteur à la largeur du cuivre ;
- FF_i : facteur de forme liant la hauteur à la largeur de l’isolation.

Deux facteurs de forme différents ont été introduits aux équations (4.34) et (4.35) parce que les technologies qui limitent la valeur des deux paramètres e_s et l_i ne sont pas les mêmes. Le facteur de forme FF_s définissant la hauteur des spires e_s , est fixé par la technologie la plus contraignante entre la gravure anisotrope du silicium, l’électrodéposition et la déposition par pulvérisation. Par contre, le facteur de forme FF_i responsable de la largeur de l’isolant l_i dépend des propriétés de la résine

photosensible qui est utilisée comme moule lors de l'électrodeposition de la deuxième couche de spires (cf. chapitre 6).

Les facteurs de forme sont utilisés pour introduire les limites technologiques directement dans la phase d'optimisation du système. Cet aspect est très important dans ce domaine parce que, lors du dimensionnement du moteur, les contraintes majeures sont constituées par les limites des techniques de fabrication.

Plusieurs paramètres qui caractérisent un stator microfabriqué dépendent des facteurs de forme comme, par exemple, le facteur de remplissage (k_{cu}) [14]. Cet aspect constitue une des différences entre un moteur usuel et un moteur MEMS. Dans le cas d'une bobine « macroscopique » réalisée en enroulant un fil de cuivre, k_{cu} est supposé constant. Par contre, dans le domaine des microsystemes, ce paramètre dépend des facteurs de forme et du nombre de couches de spires (n_c) :

$$k_{cu} = \frac{S_{cu}}{S_b} = \frac{N \cdot l_s \cdot e_s}{l_b \cdot e_s} = n_c \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{FF_s}{FF_i}\right)} \quad (4.36)$$

Avec :

- S_{cu} : surface de la section totale de cuivre ;
- S_b : surface de la section brute d'un côté de la bobine ;
- l_b : largeur des côtés d'une bobine (Fig. 4.13) ;
- n_c : nombre de couches de spires par bobine ;

L'équation (4.36) a été obtenue en décrivant la largeur d'une spire l_s en fonction de la largeur des côtés de la bobine l_b :

$$l_s = \frac{l_b}{N_c \left(1 + \frac{FF_s}{FF_i}\right)} = \frac{1}{N} \cdot l_b \cdot k_{cu} \quad (4.37)$$

Un autre paramètre qui dépend des techniques de fabrication utilisées, est le nombre maximal de spires par couche ($N_{c,max}$) qui se calcule grâce à l'expression suivante :

$$N_{c,max} = r_{ib} \cdot \frac{\sin(\beta)}{l_s \left(1 + \frac{FF_s}{FF_i}\right) \cdot (1 - \sin(\beta))} \quad (4.38)$$

Avec :

- r_{ib} : rayon interne des bobines (Fig. 4.13)

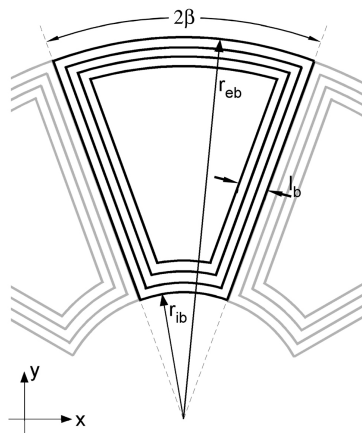


Figure 4.13 – Définition de l'ouverture (2β), du rayon interne (r_{ib}) et du rayon externe (r_{eb}) des bobines. Le paramètre l_b correspond la largeur des côtés de la bobine.

L'angle β dépend du nombre de bobines au stator dont leur ouverture est donnée par (Fig. 4.13) :

$$2\beta = \frac{2\pi}{n_b} \quad (4.39)$$

Avec :

- n_b : nombre de bobines du stator

Une autre particularité des stators MEMS est le fait que la section de la spire S_s diminue avec un facteur $1/N^2$ lorsque le nombre de spires augmente. Cet aspect est mis en évidence avec l'équation suivante qui est obtenue en partant de (4.34) et (4.37).

$$S_s = l_s \cdot e_s = \frac{1}{N^2} (l_b^2 \cdot k_{cu}^2 \cdot FF_s) \quad (4.40)$$

4.5.2 Résistances et pertes Joule

La résistance de phase prend l'expression typique suivante :

$$R_{ph} = \rho_{cu} \frac{l_{ph}}{l_s \cdot e_s} \quad (4.41)$$

Avec :

- ρ_{cu} : résistivité du cuivre ;
- l_{ph} : longueur totale du conducteur qui forme les spires d'une phase.

Pour décrire la longueur totale du conducteur (l_{ph}), deux méthodes sont envisageables. La première consiste à calculer la longueur moyenne d'une spire (\bar{l}) et de la multiplier par le nombre de spires d'une phase (N_{ph}). La deuxième, appliquée au modèle analytique, se base sur la définition d'une équation analytique qui calcule l_{ph} à partir des paramètres géométriques des bobines (Fig. 4.13) :

$$l_{ph} = \frac{n_b}{m} \cdot N \cdot \left[\beta(r_{ib} + r_{eb}) + 2(r_{eb} - r_{ib}) - (N_c - 1) \frac{\beta + \sin(\beta/2)}{\sin(\beta/2)} (l_s + l_i) \right] \quad (4.42)$$

Avec :

- n_b : nombre de bobines au stator ;
- r_{eb} : rayon externe des bobines ;
- N : nombre de spires par bobine ;
- N_c : nombre de spires par couche.

Lorsque l'équation de la résistance R_{ph} a été établie, les pertes Joules d'un système triphasé sont calculées à l'aide de l'expression suivante [14] :

$$P_J = 3 \cdot R_{ph} \cdot I_{ph,rms}^2 \quad (4.43)$$

Grâce à ces deux grandeurs, nous allons expliquer la différence entre le dimensionnement d'un moteur usuel et d'un moteur MEMS. La raison de fond a été décrite auparavant en démontrant que la section de cuivre dépend du nombre de spires. Maintenant, en comparant les résistances et les pertes Joule des deux types de moteurs, nous allons montrer pourquoi le dimensionnement d'un micromoteur ne peut pas être réalisé en se basant uniquement sur la section de cuivre totale (S_{cu}) et sur la densité de courant en négligeant le nombre de spires.

La résistance de phase peut être définie comme étant :

$$R_{ph} = \rho_{cu} \frac{N_{ph} \bar{l}}{S_s} \quad (4.44)$$

Avec \bar{l} la longueur moyenne d'une spire. Dans un moteur usuel, la résistance dépend donc du nombre de spires étant donné que S_s est constant. Dans le cas d'un stator réalisé en suivant les règles de la microfabrication, la section des spires (S_s) dépend du nombre de spires (4.40) et la résistance devient proportionnelle à N_{ph}^3 :

$$R_{ph_{MEMS}} = N_{ph}^3 \cdot \rho_{cu} \frac{\bar{l}}{l_b^2 \cdot k_{cu}^2 \cdot FF_s} \quad (4.45)$$

Au niveau des pertes Joule, une comparaison similaire peut être réalisée. En partant du fait que pour un couple donné (T), le courant est inversement proportionnel au nombre de spires (4.31) :

$$I = k_i \cdot \frac{T}{N_{ph}} \quad (4.46)$$

Les pertes Joule d'un moteur usuel peuvent être déterminées en introduisant (4.44) et (4.46) dans (4.43) :

$$P_J = \frac{3}{N_{ph}} \cdot k_i^2 \cdot T^2 \cdot \rho_{cu} \frac{\bar{l}}{S_s} = k_i' \frac{1}{N_{ph}} \frac{\bar{l}}{S_s} \quad (4.47)$$

Elles sont donc inversement proportionnelles au nombre de spires. Dans le cas d'un moteur MEMS, l'équation (4.43) prend l'expression qui suit :

$$P_{J_{MEMS}} = k_i' N_{ph} \frac{\bar{l}}{l_b^2 \cdot k_{cu}^2 \cdot FF_s} \quad (4.48)$$

Dans ce cas, les pertes Joule sont proportionnelles au nombre de spires.

4.6 Bilan des puissances

La dernière étape du modèle permet d'obtenir un bilan des puissances du moteur. Il est déterminé sous forme de rendement à l'aide de l'équation suivante :

$$\eta = \frac{P_{mec}}{P_{in}} = \frac{P_{mec}}{P_{mec} + P_J} \quad (4.49)$$

La définition du rendement des moteurs de montres est légèrement différente par rapport à celle que nous avons l'habitude d'utiliser dans le domaine des moteurs électriques. Le moteur de montre sert en effet uniquement à vaincre le couple de frottement et à compenser le balourd de l'aiguille actionnée sans fournir aucune puissance de sortie. Par rapport à la définition usuelle, son rendement devrait donc être toujours nul étant donné qu'à la sortie du système aucune puissance utile n'est transmise.

Pour avoir une notion de rendement exploitable, nous avons donc proposé une autre définition qui s'adapte au domaine horloger : la puissance de sortie correspond à la totalité de la puissance mécanique fournie par le moteur. En autres mots, dans cette définition de rendement, la puissance mécanique utilisée pour vaincre le couple de frottement des paliers et pour compenser le balourd des aiguilles est considérée comme étant de la puissance utile.

Dans le domaine horloger, la notion énergétique est souvent préférée à celle des puissances à cause du fonctionnement pas-à-pas du moteur utilisé. La base de temps de référence est la seconde vu que le but de l'entraînement est d'avancer l'aiguille des secondes d'une unité. Grâce à cette base de temps et au fait que le moteur développé a un mouvement continu, nous pouvons continuer à exploiter aisément la notion de puissance qui est beaucoup plus courante pour les machines électriques.

4.7 Considérations sur la magnétisation des aimants permanents

Il est particulièrement difficile de créer un nombre de pôles élevé avec un aimant de très petite taille. La partie la plus complexe est le dimensionnement et la fabrication de la tête de magnétisation qui est spécifique à chaque élément. Cette tâche devient de plus en plus difficile avec la diminution de la taille des pôles.

Le résultat de l'aimantation dépend d'un nombre élevé de paramètres. Les caractéristiques qui influencent le plus la valeur de l'induction rémanente sont :

- La courbe de première magnétisation du matériau ;
- Le champ magnétique utilisé pour la magnétisation ;
- L'induction magnétique de saturation du matériau ;
- Le champ de démagnétisation qui dépend de la géométrie de l'aimant ;
- La géométrie du magnétiseur ;
- L'alignement des domaines dans la direction de magnétisation lors de la fabrication de l'aimant ;
- La température.

Pour obtenir une magnétisation optimale, la maîtrise de toutes les étapes du processus est indispensable ainsi que le contrôle de toutes les variables.

Ce savoir-faire n'est pas nécessaire pour la conception de moteur. Les seules caractéristiques qu'il faut absolument connaître pour le développement d'un modèle analytique fiable qui décrit l'aimant sont :

1. L'induction magnétique rémanente ;
2. La perméabilité relative ;
3. La largeur des zones de transition ;
4. La fonction décrivant le changement de sens de l'aimantation.

Les deux premiers paramètres sont normalement donnés par le fournisseur des aimants permanents. Les deux autres sont souvent négligés dans le monde "macroscopique" parce que la taille des pôles est suffisamment grande et les performances des aimants ne sont que légèrement influencées par les zones de transition. Lorsque les dimensions diminuent, l'importance de la zone de transition augmente et il faut la considérer.

Dans le cas idéal, il serait intéressant de pouvoir modéliser la magnétisation de n'importe quel aimant en fonction de ses dimensions, du nombre de pôles et des propriétés du matériau choisi. Cette tâche requière des données dont nous ne disposons pas. Il faudrait en effet avoir à disposition toutes les informations énumérées auparavant et surtout les caractéristiques de la tête de magnétisation. Dans le cadre de ce travail, il n'a pas été

possible de développer un outil analytique qui décrit les propriétés du magnétiseur uniquement en partant des dimensions de l'aimant permanent parce qu'il manquait des données.

Cette approche a par contre été appliquée à l'aimant qui sera utilisé pour la fabrication des échantillons fonctionnels. Dans ce cas, nous avons en effet à disposition quelques données de plus comme les dimensions du magnétiseur et le champ magnétique utilisé pour la magnétisation de l'aimant. Les résultats de ce travail permettront de mieux connaître les caractéristiques de cet élément et de prévoir de manière plus fidèle les performances du moteur.

4.7.1 Caractéristiques de l'aimant utilisé

L'aimant permanent utilisé pour les premiers prototypes est réalisé en SmCo, un matériau provenant de l'entreprise *Vaccum-schmelze* qui est connu sous le nom de *Vacomax 200*. Il s'agit d'un aimant permanent avec une induction rémanente typique de 1 T.

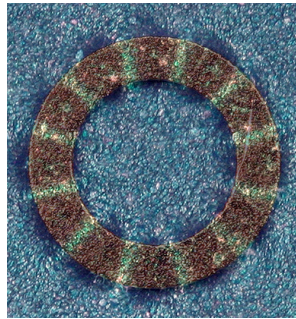


Figure 4.14 – Image montrant la magnétisation de l'aimant. Elle a été obtenue en posant l'aimant sous une carte contenant un ferro-fluide. Les 12 pôles sont mis en évidence ainsi que les zones de transition qui apparaissent comme étant plus claires

Lors des premiers essais sur les prototypes nous avons remarqué que ses caractéristiques étaient moins bonnes que prévu. Nous avons donc développé un modèle simplifié de l'aimant qui prend en compte la valeur réelle de l'induction et la largeur des zones de

transition entre deux pôles consécutifs qui sont mises en évidence à la Fig. 4.14.

Pour établir ces deux paramètres, il faut connaître le champ magnétique utilisé lors de l'aimantation et la courbe de première magnétisation du matériau. Ensuite, l'induction rémanente dans chaque point de l'aimant peut être déterminée en superposant les valeurs du champ magnétique à la courbe de première magnétisation.

Des simulations par éléments finis de la tête de magnétisation ont permis d'établir le champ magnétique utilisé pour l'aimantation. La Fig. 4.15 montre les valeurs de cette grandeur sur un pôle de l'aimant au niveau de son rayon moyen et de son épaisseur moyenne.

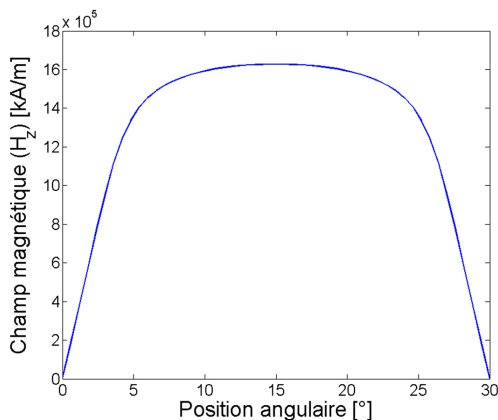


Figure 4.15 – Champ magnétique utilisé pour la magnétisation de l'aimant au niveau d'un pôle. Cette courbe résume les valeurs obtenues sur un chemin qui se trouve à l'épaisseur moyenne de l'aimant et sur le rayon moyen

Il faut ensuite appliquer ces données à la courbe de première magnétisation. Malheureusement, cette dernière grandeur n'était pas connue. La seule donnée que nous avons pu obtenir du fabricant de l'aimant est la valeur du champ magnétique nécessaire à une magnétisation correcte du *Vacomax 200*. Elle doit être au moins de 2000 kA/m plus la valeur du champ de démagnétisation propre de l'aimant qui dépend de sa géométrie.

L'amplitude maximale du champ magnétique obtenue avec le magnétiseur vaut 1600 kA/m. C'est une valeur inférieure à la valeur minimale qui est conseillée par le fournisseur de l'aimant. Ceci signifie que la saturation du matériau n'est pas atteinte lors de l'aimantation et que la valeur de l'induction rémanente est plus faible que 1 T prévu. Nous l'avons estimée à 0.85 T mais cette valeur n'a pas pu être vérifiée.

Une autre information importante peut être déduite de la Fig. 4.15. Puisque le matériau n'est pas saturé, la transition de l'aimantation entre deux pôles adjacents devrait suivre la même allure que le champ magnétique. Elle peut donc être modélisée par une droite, à l'image de ce qui est pris en compte par le modèle analytique de la section précédente (équation 4.2). De plus, la largeur des zones de transition peut être directement observée sur la Fig. 4.15 ($\gamma = 12^\circ$).

L'influence des zones de transition sur l'induction magnétique créé par cet aimant est visible à la Fig. 4.16.

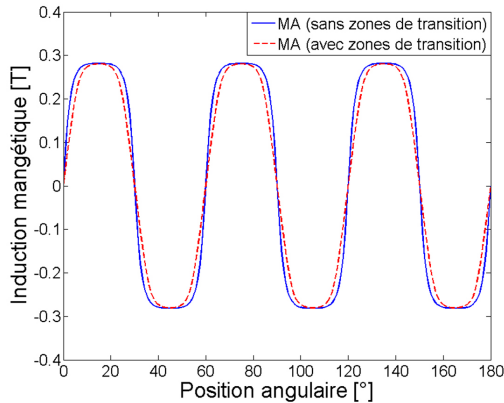


Figure 4.16 – Comparaison entre l'induction magnétique dans l'entrefer calculée en considérant les zones de transition et celle qui est calculée en faisant l'hypothèse d'un changement d'aimantation instantané à la frontière de deux pôles adjacents. La valeur d'induction magnétique rémanente utilisée est de 0.85 T

La courbe tend à être plus arrondie et son amplitude diminue

légèrement.

L'analyse de l'aimant permanent utilisé dans ce projet a permis de comprendre l'importance de certains phénomènes qui sont souvent négligés dans le monde "macroscopique". La connaissance de la courbe de première magnétisation de l'aimant et de la géométrie exacte du magnétiseur, dont nous n'avons que les résultats d'une simulations 3D, permettraient d'obtenir une modélisation plus précise de l'induction dans l'entrefer.

Par contre, grâce aux données montrées à la Fig. 4.15, les zones de transition entre deux pôles magnétiques sont décrites avec une grande précision dans le modèle théorique qui vient d'être présenté.

4.8 Conclusions

En plus de présenter un modèle analytique de qualité qui peut être utilisé pour le dimensionnement et l'optimisation du micromoteur, ce chapitre met en évidence les différences majeures entre la conception d'un moteur micro-fabriqués et d'un moteur usuel. Les aspects qui caractérisent un micromoteur peuvent être résumés par les trois points suivants :

- Zone de transition des aimants permanents ;
- Nombre de spires limité ;
- Section du conducteur en cuivre.

Avec la diminution de la taille des aimants, les zones de transition situées entre deux pôles adjacents dans lesquelles l'aimantation change de sens ne peuvent plus être négligées parce qu'elles influencent sensiblement les performances du moteur. C'est la raison pour laquelle elles ont été décrites dans le modèle analytique. La largeur de ces zones devra être déterminée pour chaque nouvel aimant en suivant la méthode utilisée dans la section 4.7.1.

Les caractéristiques du bobinage sont aussi énormément influencées par le fait que le stator est micro-fabriqués. Contrairement aux micromoteurs, le nombre de spire d'un moteur usuel n'est souvent pas un paramètre critique. En règle générale, les bobines "macroscopiques" sont obtenues en choisissant la sec-

tion du conducteur en fonction de la densité de courant définie et en enroulant le nombre de spires désirés en fonction d'autres paramètres. Dans le cas d'un bobinage planaire, cette liberté est quelque peu réduite puisque la surface à disposition de chaque bobine est limitée. Cependant, pour des bobines discrètes obtenues en enroulant un fil de cuivre, il existe la possibilité d'empiler plusieurs couches sans trop de difficulté. Cette option permet de résoudre ce problème et d'obtenir un nombre de spires conséquent. Par contre, en passant à des bobines planes micro-fabriquées cette solution devient très difficilement envisageable parce que la superposition de chaque nouvelle couche de spires augmente significativement la complexité du procédé de fabrication. C'est la raison pour laquelle le choix de limiter à deux le nombre de couches est un bon compromis.

Une autre particularité des bobines micro-fabriquées est que la section du conducteur ne peut pas être choisie librement mais qu'elle dépend de facteurs technologiques appelés facteurs de forme. Cette influence se répercute sur toutes les autres grandeurs électriques du modèle. En outre, à cause des caractéristiques du bobinage que nous venons de discuter, la section du conducteur est également inversement proportionnelle au carré du nombre de spires par couche (équation 4.40).

CHAPITRE 5

Etude et optimisation du moteur

Sommaire

5.1	Introduction	86
5.2	Processus d'optimisation	86
5.2.1	Configuration du moteur	88
5.2.2	Contraintes technologiques	90
5.2.3	Contraintes dimensionnelles	92
5.3	Optimisation	94
5.3.1	La fonction objectif	94
5.3.2	Minimisation de la puissance d'entrée	95
5.3.3	Maximisation de la tension induite	97
5.4	Dimensionnement des prototypes .	99
5.4.1	Performances théoriques	101
5.5	Conclusions	103

5.1 Introduction

Ce chapitre est dédié à l'étude du micromoteur à flux axial qui a été décrit auparavant. La première partie présente une optimisation que nous allons définir comme étant purement technologique parce que les contraintes imposées sont uniquement issues des domaines de l'électromagnétisme et de la mécanique. Elle correspond au cas idéal et son but est de déterminer le moteur dont les caractéristiques répondent au mieux au cahier des charges. Les résultats obtenus démontreront le potentiel de ce type de moteur.

Malheureusement, lorsque des échantillons fonctionnels doivent être réalisés, il faut souvent s'éloigner du cas idéal. Des contraintes de nature économique s'ajoutent aux limites technologiques. Il faut par exemple respecter des délais pour leur réalisation et surtout limiter les coûts de fabrication. Comme ce sera expliqué par la suite, ces nouvelles exigences modifient les données de départ et un nouveau dimensionnement doit être réalisé. La deuxième partie de ce chapitre présente donc la conception des premiers échantillons fonctionnels qui seront fabriqués.

5.2 Processus d'optimisation

Le dimensionnement du moteur a été réalisé à l'aide d'un logiciel d'optimisation qui s'appelle Pro@Design [48]. Il s'agit d'un outil basé sur les algorithmes déterministes SQP (programmation quadratique séquentielle) qui converge vers la solution optimale à partir des dérivées partielles, en calculant les gradients [49] [50]. Ce logiciel gère un grand nombre de paramètres mais une seule fonction objectif peut être maximisée ou minimisée. Il s'agit donc d'une optimisation mono-objective.

L'optimisation est un aspect important du processus de dimensionnement mais la partie centrale est constituée par la phase de pré-dimensionnement. Pendant cette étape, de nombreuses décisions doivent être prises afin de définir l'espace de recherche qui sera exploré par le logiciel d'optimisation pour déterminer la solution optimale.

La première étape consiste à intégrer le modèle analytique du moteur présenté au chapitre 4 dans le logiciel d'optimisation. Ce

logiciel identifie les 63 variables qui apparaissent dans le modèle. Notre rôle est de choisir les paramètres qui sont représentatifs. Ensuite, en contraignant les paramètres importants, nous définissons l'espace de recherche et nous guidons le logiciel vers la solution optimale. Pendant cette phase, il faut garder à l'esprit qu'un système trop, ou pas assez contraint peut présenter des problèmes de convergence.

Au niveau de la limitation des paramètres, trois options sont proposées à l'utilisateur. Les variables peuvent être laissées libres, figées à une valeur donnée ou bornées dans un intervalle.

Le pré-dimensionnement commence par l'identification des paramètres importants présents dans le modèle. Nous en avons choisi 23 qui sont énumérés à la Table 5.1. Cette liste est composée de variables d'entrée et de sortie.

Les contraintes principales sont celles qui ont été décrites précédemment par le cahier des charges. Elles se résument comme suit :

- Couple à l'aiguille des secondes	T_{sec}	=	160 nNm
- Couple de frottement total	T_f	=	7 nNm
- Puissance électrique d'entrée	P_{in}	<	500 nW
- Vitesse de rotation maximale	v_{max}	<	300 rpm

Ces limitations ne sont pas suffisantes pour lancer une optimisation. L'espace de recherche est encore trop vaste et d'autres paramètres doivent être bornés afin de guider le logiciel d'optimisation vers une solution qui satisfasse nos attentes. Ces nouvelles limites sont issues de différentes exigences. D'une part, la technologie impose certaines règles à respecter pour la fabrication des moteurs. D'autre part, l'encombrement maximal du système est défini par le projet lui-même dont le but est de développer un micromoteur. Ensuite, certaines variables doivent être fixées avant l'optimisation parce qu'elles ne peuvent pas être choisies librement. C'est le cas, par exemple, du nombre de phases, du nombre de bobines et du nombre de pôles magnétiques du moteur.

Ces différents aspects sont détaillés pendant le processus de pré-dimensionnement qui présente les choix que nous avons fait avant l'optimisation proprement dite du moteur.

Stator	
- Largeur des spires	l_s
- Epaisseur des spires	e_s
- Nombre de spires par couche (et par bobine)	N_c
- Nombre de couches de spires	n_c
- Rayon interne des bobines	r_{ib}
- Rayon externe des bobines	r_{eb}
- Facteur de forme pour l'épaisseur des spires	FF_s
- Facteur de forme pour l'isolation des spires	FF_i
- Nombre de bobines	n_b
- Nombre de phases	m
Aimant	
- Induction magnétique rémanente	B_r
- Nombre de paires de pôles	p
- Rayon interne	r_{ia}
- Rayon externe	r_{ea}
- Epaisseur	e_a
Culasse ferromagnétique	
- Rayon du disque	r_{fe}
- Epaisseur	e_{fe}
Moteur	
- Entrefer	δ
- Vitesse de rotation	Ω
- Couple à l'aiguille des secondes	T_{sec}
- Couple de frottement	T_f
- Puissance électrique d'entrée	P_{in}
- Rendement	η

Table 5.1 – Liste des 23 paramètres représentatifs du moteur

5.2.1 Configuration du moteur

La première décision à prendre concerne la configuration électrique du moteur. Nous avons opté pour une solution triphasée. C'est la solution qui nous semble la plus adaptée et que nous connaissons le mieux. Dans l'industrie, elle est souvent choisie parce que son électronique de commande nécessite moins de transistors que la commande d'un moteur biphasé.

Au niveau du stator, il faut aussi choisir entre un bobinage de type concentrique ou réparti. Le choix a été porté sur une solu-

tion concentrique qui se justifie par la réduction des connexions entre les différentes couches. Dans ce type de bobinage réalisé avec deux niveaux de cuivre, un seul contact électrique par bobine est nécessaire pour relier ses deux parties. Dans le cas d'un bobinage réparti, le nombre de connexions augmente drastiquement parce que chaque spire est réalisée sur deux niveaux. Dans le domaine de la microélectronique et des microsystèmes, le nombre de liaisons entre couches est souvent réduit au minimum parce qu'elles constituent une des sources principales de dysfonctionnement des dispositifs. La raison est simple : leur fabrication n'est pas aisée. Elle nécessite une étape de photolithographie, la gravure de la couche isolante et une électrodéposition. De plus, la surface du contact électrique doit être relativement importante afin de garantir une bonne connexion et de diminuer le risque de défaillance. Une grande surface facilite en effet la photolithographie et augmente les tolérances lors de l'alignement des couches superposées. Lorsque le nombre de connexions est élevé, comme dans le cas d'un bobinage réparti, il faut diminuer la surface des contacts et le risque de défaillance augmente.

Le dernier point à traiter dans cette section concerne la configuration magnétique du système : il faut déterminer le nombre de bobine (n_b) et de pôles magnétiques ($2p$). Les configurations envisageables qui ont été proposées sont les suivantes (nombre de bobines (n_b) / nombre de pôles ($2p$)) :

- 3/2 ;
- 3/4 ;
- 6/4 ;
- 6/8 ;
- 9/6 ;
- 9/8 ;
- 9/12.

La liste pourrait être plus longue mais la magnétisation de l'aimant permanent devient de plus en plus difficile avec la diminution de la taille des pôles. C'est la raison pour laquelle nous avons limité à 12 le nombre maximal de pôles.

Certaines caractéristiques du moteur changent en fonction de la configuration choisie. Nous savons par exemple que la version avec 3 bobines et 2 pôles (3/2) présente des forces axiales

déséquilibrées qui pourraient gêner au bon fonctionnement du système. Ce problème ne se retrouve par contre pas dans la configuration 9/12 parce que les bobines de chaque phase sont réparties de façon symétrique. Même en connaissant ces petites différences, le choix de la meilleure configuration n'est pas possible à priori. Nous avons décidé d'optimiser les six différentes configurations et de commenter les résultats par la suite. Ceci permet d'éviter d'exclure injustement une variante qui pourrait se révéler très performante.

Un résumé des choix qui ont été pris lors de cette phase de pré-dimensionnement est présenté à la Table 5.2.

5.2.2 Contraintes technologiques

Les variables d'entrée sont contraintes pour des raisons liées aux techniques de fabrication ou pour limiter la taille du moteur. Dans cette section, nous allons discuter des limites technologiques.

Les deux facteurs de forme sont des paramètres du modèle analytique qui décrivent les limites technologiques des procédés utilisés en salle blanche. Leurs valeurs ont été déterminées sur la base des résultats publiés dans la littérature et sur les essais menés par nos propres moyens. Elles correspondent à des valeurs courantes qui ont été utilisées à plusieurs reprises et qui garantissent un bon résultat. Les valeurs des facteurs de forme retenues pour l'épaisseur des spires (FF_s) et pour la largeur de l'isolation (FF_i) sont :

- $FF_s = 1.25$;
- $FF_i = 2.5$.

Un autre paramètre qui est contraint pour des raisons technologiques, est le nombre de couches de spires (n_c). Sa valeur est déterminée grâce à un compromis entre un nombre de spires élevé qui nécessite la superposition de plusieurs niveaux, et la complexité de fabrication qui augmente exponentiellement avec l'empilement des couches. Plus le nombre de niveaux augmente, plus le processus devient long et coûteux et moins le taux de réussite est élevé. Le problème de la superposition des spires est accentué par le fait que les couches de cuivre doivent être

épaisses afin d'en augmenter la section et de diminuer la résistance des bobines. Par rapport aux technologies actuelles, le bon compromis est de se limiter à deux niveaux de cuivre.

Les dimensions du rotor sont aussi influencées par les techniques de fabrication choisies parce que les caractéristiques des matériaux qui le composent dépendent fortement de la technologie avec laquelle ils sont réalisés. Dans le modèle analytique les propriétés de l'aimant permanent et de la culasse ferromagnétique sont décrites par quatre paramètres : l'induction magnétique rémanente (B_r) de l'aimant, l'induction magnétique de saturation (B_{sat}) de la culasse et les deux perméabilités relatives (μ_a et μ_{fe}). Les valeurs de ces paramètres doivent donc être connues avant le processus d'optimisation, ce qui implique que leur méthode de fabrication doit être décidée auparavant.

L'aimant permanent et la culasse peuvent être obtenus de deux façons : soit avec des techniques propres aux microsystèmes (électrodéposition et éventuellement sérigraphie pour l'aimant), soit avec les méthodes traditionnelles. Le fait que les dimensions du micromoteur le placent à la frontière entre ces deux domaines permet de choisir les techniques qui nous conviennent le plus. L'avantage de la technologie MEMS est de pouvoir réaliser des composants de plus en plus petits. Les désavantages sont par contre liés aux propriétés des matériaux obtenus qui sont largement inférieures aux caractéristiques des matériaux usuels. Cet aspect a déjà été expliqué au chapitre 2 lors de la présentation des aimants permanents micro-fabriqués. L'induction magnétique rémanente de ce type d'aimants atteint à peine 0.34 T [31] [32], contre une valeur supérieure à 1 T pour les aimants frittés usuels.

Le même résultat est présenté au sujet des matériaux ferromagnétiques doux. Dans le domaine des microsystèmes, ils sont souvent obtenus avec l'électrodéposition d'un alliage de fer et de nickel dont la concentration en fer maximale avoisine 20 %. Les inductions de saturation sont donc de l'ordre de 1 T [3] [23], contre une valeur proche de 2 T qui caractérise les alliages usuels dont la concentration en fer est largement supérieure.

Etant donné que le but principal du projet est de réaliser un micromoteur avec un rendement très élevé, nous avons opté pour une solution hybride dans laquelle le stator est micro-fabriqués et le rotor est obtenu avec les techniques "macroscopiques" vu que

les caractéristiques des matériaux ferromagnétiques obtenus en technologie MEMS ne sont pas encore satisfaisantes.

5.2.3 Contraintes dimensionnelles

Les extrêmes des autres paramètres d'entrée ont été choisis dans le but de limiter l'encombrement du moteur. Ils ont été fixés d'entente avec le partenaire industriel pour obtenir un micromoteur plat qui puisse interagir facilement avec le monde "macroscopique". Le volume maximal du moteur est défini par les dimensions suivantes :

- Epaisseur (sans support stator) : < 750 μm
- Diamètre : < 5.0 mm

La diamètre maximal du système contraint les rayons externes des trois éléments du moteur qui sont les bobines (r_{eb}), les aimant permanents (r_{ea}) et la culasse ferromagnétique (r_{fe}). Au niveau des épaisseurs, les limites des différents paramètres sont plus difficiles à définir. Il faut juste que l'épaisseur totale du moteur soit inférieure à 750 μm . Cette valeur correspond à la somme de l'entrefer avec les épaisseurs des bobines, aimants et culasse. Le seul de ces paramètres qui peut être facilement borné est l'entrefer. La recherche de la solution optimale aura tendance à le minimiser mais sa valeur ne peut pas être réduite à souhait. La limite inférieure est imposée par le savoir-faire horloger dans le domaine des paliers. Il existe en effet un ébat radial des pivots d'axe dans les pierres qui se rapporte au niveau du rotor sous forme d'un ébat axial. Il faut donc un entrefer plus grand que l'ébat du bord du rotor afin d'éviter tout contact avec le stator. La valeur de l'entrefer retenue est de 75 μm . Les autres épaisseurs sont par contre optimisées de façon que leur somme ne dépasse pas la valeur maximale. Ils n'ont pas de limites individuelles.

La limite inférieure des rayons internes des aimants et des bobines doit aussi être choisie pour laisser suffisamment de place pour l'axe du moteur. Dans un premier temps, il s'agit d'une pièce décolletée dont le diamètre est de l'ordre de 500 μm . En prévoyant de la place pour le trou traversant le silicium, les diamètres internes minimaux ont été fixés à 1.5 mm.

La Table 5.2 résume les paramètres d'entrée du modèle avec leurs contraintes.

Stator		
Largeur des spires	l_s	
Épaisseur des spires	e_s	
Nombre de spires par couche	N_c	
Nombre de couches de spires	n_c	2
Rayon interne des bobines	r_{ib}	$> 750 \mu\text{m}$
Rayon externe des bobines	r_{eb}	$< 2.5 \text{ mm}$
Facteur de forme pour l'épaisseur	FF_s	1.25
Facteur de forme pour l'isolation	FF_i	2.5
Nombre de bobines	n_b	3, 6 ou 9
Nombre de phases	m	3
Aimant		
Induction magnétique rémanente	B_r	0.9 T
Nombre de paires de pôles	p	1, 2, 3, 4, 6
Rayon interne	r_{ia}	$> 750 \mu\text{m}$
Rayon externe	r_{ea}	$< 2.5 \text{ mm}$
Épaisseur	e_a	
Culasse ferromagnétique		
Rayon du disque	r_{fe}	$< 2.5 \text{ mm}$
Épaisseur	e_{fe}	
Moteur		
Entrefer	δ	$> 75 \mu\text{m}$
Couple de frottement	T_f	7 nNm

Table 5.2 – Liste des paramètres d'entrée avec leurs contraintes

La seule valeur qui n'a pas encore été discutée et qui est présente dans cette table est le couple de frottement qui s'ajoute au couple moteur requis par le cahier des charges. Sa valeur a été estimée sur la base de quelques essais menés sur des mécaniques horlogères typiques.

5.3 Optimisation

Une remarque importante à faire avant la présentation des résultats de l'optimisation concerne la modélisation de l'aimant permanent. Les équations qui le décrivent, présentées au chapitre 4, intègrent la notion des zones de transition (Fig. 4.4 et Fig. 4.6) dans lesquelles l'aimantation change de sens. La largeur de cette région dépend de la taille des pôles magnétiques et des caractéristiques du magnétiseur qui sont difficilement prévisibles avant son dimensionnement. Une modélisation correcte de ces zones demande donc un grand effort qui ne se justifie pas à ce stade du projet.

Nous avons alors décidé d'optimiser les moteurs en faisant l'hypothèse d'un changement d'aimantation instantané aux frontières des pôles magnétiques. Cette simplification avait déjà été utilisée au chapitre 4 lors de la comparaison du modèle analytique aux éléments finis. Pendant la phase d'optimisation, l'induction magnétique dans l'entrefer sera décrite par l'équation (4.26). A cause de cette approximation, il faut garder à l'esprit que les performances des moteurs optimisés seront donc légèrement supérieures à celles qui peuvent être réellement atteintes.

Le dernier point à souligner est que les valeurs obtenues avec le modèle analytique correspondent aux performances maximales des moteurs, dans le cas idéal. Ces conditions sont vérifiées lorsque le système est alimenté en boucle fermée et lorsque le courant est en phase avec la tension induite.

5.3.1 La fonction objectif

Pour lancer l'optimisation il faut définir la fonction objectif qui représente au mieux les attentes du projet. Plusieurs choix sont possibles. Nous pouvons maximiser le rendement, minimiser la puissance électrique d'entrée ou minimiser les pertes Joule. Ces paramètres sont reliés entre eux par une simple équation (4.49) mais ils ne sont pas équivalents et, lors de l'optimisation, ils ne vont pas converger vers le même résultat.

La fonction objectif qui est souvent choisie est le rendement. Il s'agit d'une grandeur facile à interpréter et à utiliser pour la comparaison de différentes machines. C'est le paramètre qui vient tout de suite à l'esprit lorsqu'on parle d'optimisation.

Cependant, le rendement ne représente pas toujours le choix le plus judicieux. Il est impératif de toujours bien analyser le cadre du projet afin de déterminer le meilleur paramètre à optimiser.

Dans notre cas, le cahier des charges impose un certain couple de sortie. Il est défini par la somme d'une partie qui dépend de la vitesse de rotation et d'une partie constante. Comme expliqué lors de la présentation du cahier des charges, la composante qui dépend de la vitesse est issue de la puissance mécanique qu'il faut fournir à l'aiguille des secondes, tandis que la partie constante sert à vaincre le couple de frottement lié à la mécanique :

$$T_{mec} = 7 + 160 \cdot k_{\Omega} [nNm] \quad (5.1)$$

Avec :

– k_{Ω} : le rapport d'engrènement $\left(\frac{\Omega_{aiguille}}{\Omega_{moteur}}\right)$

Ce qui est recherché dans notre projet est donc un moteur qui fournisse le couple défini par (5.1) avec la plus faible puissance d'entrée possible. La meilleure fonction objectif est donc constituée par la minimisation de cette puissance.

Dans le cadre de ce projet, la maximisation du rendement n'amène par contre pas aux mêmes résultats parce que la puissance mécanique de sortie n'est pas constante mais elle dépend de la vitesse de rotation. Le rendement tend donc à augmenter avec la vitesse de rotation mais ceci entraîne aussi une augmentation de la puissance d'entrée.

5.3.2 Minimisation de la puissance d'entrée

Les deux autres exigences importantes qui influencent significativement l'optimisation sont la vitesse de rotation et la tension induite. Pour des raisons mécaniques, la vitesse a été initialement limitée à 300 rpm même si la valeur maximale théorique est largement supérieure.

Pour des raisons électroniques, nous avons aussi décidé d'imposer une valeur minimale à la tension induite même si cette contrainte va à l'encontre d'une minimisation de la puissance

d'entrée. Il ne faut en effet pas oublier que ce moteur nécessite une commande en boucle fermée et l'ajout de capteurs est problématique à cause des faibles dimensions du système. Une commande sans capteurs basée sur la tension induite correspond donc à la solution la plus cohérente mais elle nécessite que ce signal ait une amplitude minimale. Une autre raison qui justifie l'imposition d'une tension induite minimale est la source d'alimentation du moteur. Elle est garantie par une pile de 1.5 V et plus la tension de phase se rapproche de cette valeur, moins la partie électronique sera complexe. Le compromis initial est de fixer la valeur minimale de la tension induite à 5 mV.

En résumé, les paramètres qui contraignent le plus l'optimisation sont :

- Vitesse de rotation : < 300 rpm
- Tension induite : > 5.0 mV
- Couple mécanique : $= 7 + 160 \cdot k_{\Omega}$ nNm

Sous ces conditions, nous avons lancé l'optimisation des différentes configurations du moteur. Les performances obtenues sont résumées à la Table 5.3.

	P_{in} [nW]	v [rpm]	\tilde{I}_{ph} [μ A]	η [%]
3/2	4980	300	32	5
3/4	671	300	32	35
6/4	817	300	32	29
9/6	514	300	31	46
6/8	297	206	23	57
9/8	315	245	26	56
9/12	257	180	20	58

Table 5.3 – Caractéristiques des moteurs optimisés afin de minimiser la puissance électrique d'entrée. Tous les moteurs ont une tension induite de 5 mV

La première remarque à faire concerne le nombre de pôles magnétiques. Pour atteindre les objectifs prévus, le système nécessite au moins quatre paires de pôles. La configuration la moins performante compte trois bobines et une seule paire de pôles (3/2) et nécessite presque 5 μ W pour créer le couple re-

quis. En comparaison, le moteur 9/12 nécessite uniquement 257 nW pour accomplir la même tâche.

Les meilleurs moteurs peuvent aussi être identifiés par rapport à leur vitesse de fonctionnement optimale. La vitesse des moteurs qui n'arrivent pas à satisfaire les contraintes atteint la valeur maximale de 300 rpm. Cette vitesse a tendance à diminuer avec l'augmentation des performances des moteurs.

Au niveau des dimensions, l'optimisation a montré que les bobines doivent occuper le maximum de la surface qui a été mise à disposition. Elles ont donc un rayon interne de 750 μm et un rayon externe de 2.5 mm. La même tendance est observée pour les aimants qui tendent à être les plus grands possibles.

L'analyse de ces résultats ouvre la possibilité d'un nouveau dimensionnement. Le cahier des charges impose en effet une puissance d'entrée inférieure à 500 nW mais le moteur le plus performant (configuration 9/12) nécessite uniquement 257 nW pour satisfaire les spécifications. Nous avons donc un moteur très peu gourmand en énergie qui nécessite le développement d'une électronique de commande avec une tension induite très faible. Cette tâche n'est pas simple.

Pour résoudre ce problème, nous avons donc décidé de réaliser une nouvelle optimisation afin de maximiser la tension induite en utilisant toute la puissance à disposition. Ce nouveau dimensionnement est expliqué dans la prochaine section.

5.3.3 Maximisation de la tension induite

Dans cette section, une nouvelle approche pour le dimensionnement du moteur est présentée. Elle cherche également à prendre en compte les nécessités de l'électronique de commande. L'idée est de profiter de toute la puissance électrique à disposition pour maximiser la tension induite et faciliter la tâche de développement de la commande sans capteurs.

Nous avons réalisé deux nouvelles optimisations. La première est effectuée en limitant la puissance d'entrée à 500 nW, tandis que pour la deuxième nous avons choisi une consommation énergétique proche de celle qui caractérise les moteurs Lavet standards. Pour un moteur qui tourne en continu, elle correspond à

une puissance d'entrée d'environ $1 \mu\text{W}$.

Nous avons aussi décidé d'augmenter la limite de la vitesse de rotation. Elle a été fixée à 1000 rpm : une valeur proche de la vitesse maximale théorique. Le but est d'étudier également le comportement du moteur par rapport à la vitesse. De cette manière, nous pouvons déterminer s'il existe une vitesse optimale par rapport à la puissance d'entrée choisie.

Cette étude a été réalisée uniquement sur les configurations les plus performantes en écartant celles qui affichaient des mauvaises caractéristiques lors du dimensionnement précédent.

Les résultats obtenus pour une puissance d'entrée de 500 nW sont présentés à la Table 5.4.

	U_i [mV]	v [rpm]	\hat{I}_{ph} [μA]	η [%]
9/6	4.90	346	37	54
6/8	16.7	348	10.7	54
9/8	11.1	348	16.1	54
9/12	23.0	349	7.9	55

Table 5.4 – Caractéristiques des moteurs optimisés afin de maximiser la tension induite. La puissance maximale d'entrée a été limitée à 500 nW et la vitesse de rotation à 1000 rpm

L'existence d'une vitesse optimale est un des résultats très intéressants qui viennent d'être trouvés. Elle vaut environ 350 rpm pour une puissance d'entrée de 500 nW.

L'autre aspect important est la confirmation que le moteur 9/12 est celui qui affiche les meilleures performances. L'amplitude de la tension induite qu'il génère est de 23 mV.

La deuxième partie du dimensionnement a été réalisé en limitant la puissance d'entrée à $1 \mu\text{W}$. Dans ce cas, les résultats obtenus sont résumés à la Table 5.5.

Les caractéristiques obtenues sont très intéressantes. La vitesse optimale a augmenté, en passant d'environ 350 rpm à 700 rpm. La tension induite atteint les 100 mV pour le moteur 9/12.

	U_i [mV]	v [rpm]	\hat{I}_{ph} [μ A]	η [%]
9/6	19.9	495	12.8	38
6/8	73.4	691	4.8	52
9/8	49.0	691	7.1	52
9/12	101.2	692	3.5	52

Table 5.5 – Caractéristiques des moteurs optimisés afin de maximiser la tension induite. La puissance maximale d’entrée a été limitée à 1μ W et la vitesse de rotation à 1000 rpm.

C’est une valeur très élevée qui permet de développer une électronique de commande sans trop de difficultés.

Ce dimensionnement a aussi permis de vérifier que 3 paires de pôles ne sont pas suffisantes pour ce type de moteur. Les caractéristiques du système 9/6 étaient déjà légèrement supérieures aux limites lors de la minimisation de la puissance d’entrée. Cette nouvelle optimisation a montré une fois de plus que ses performances sont largement inférieures à celles qui caractérisent les moteurs avec un nombre supérieur de pôles.

Les résultats qui viennent d’être présentés montrent le grand potentiel de ce type de moteur pour le domaine horloger étant donné qu’ils répondent pleinement aux attentes de cette branche.

Les caractéristiques dimensionnelles des moteurs qui ont été présentés dans ce chapitre sont données à l’annexe B.

5.4 Dimensionnement des prototypes

Les paragraphes précédents ont décrit la meilleure solution qui peut être obtenue par rapport à des contraintes uniquement technologiques. Lors de la réalisation pratique, le cadre du projet change et s’éloigne des conditions idéales parce que d’autres exigences s’ajoutent.

La fabrication et la magnétisation d’aimants permanents de petites dimensions spécifiques à cette application nécessitent un temps non-négligeable et des coûts importants qui ne peuvent pas être garantis dans le cadre de ce projet. Une bonne partie de

ces frais sont liés au développement du magnétiseur qui ne peut pas être réalisé uniquement dans le but de fabriquer quelques pièces pour le prototypage.

Il a donc fallu chercher un aimant permanent déjà existant qui puisse s'adapter à ce projet. La solution trouvée satisfait nos attentes. Il s'agit d'un aimant permanent (SmCo) en forme d'anneau d'une épaisseur de 250 μm . Il est deux fois plus mince que les aimants dimensionnés lors de l'optimisation mais il compte aussi 12 pôles magnétiques. Le prototype aura donc la même configuration que le moteur le plus performant, c'est-à-dire 9 bobines et 12 pôles. La taille de l'aimant est par contre plus petite que celle qui avait été prévue lors du dimensionnement. Son rayon interne vaut 1.3 mm contre environ 850 μm dans la version optimisée et le rayon externe est de 2.0 mm contre les 2.35 mm obtenus précédemment. Les performances de ces prototypes seront donc plus faibles que celles qui ont été estimées lors de l'optimisation mais le principal intérêt de ces échantillons fonctionnels est de vérifier la méthodologie de conception et les modèles analytiques sur lesquelles se base tout le dimensionnement. Lorsqu'ils seront validés grâce aux essais pratiques, nous pourrons faire confiance aux résultats qui viennent d'être présentés.

Le matériau ferromagnétique utilisé pour la culasse rotorique a aussi été choisi avant le dimensionnement. Il s'agit de l'AFK 502 (Imphy Alloys SA, France), un alliage de fer et cobalt (FeCo) dont l'épaisseur est de 150 μm et qui présente d'excellentes caractéristiques.

Le dimensionnement des prototypes a aussi été réalisé à l'aide du logiciel d'optimisation mais il se base sur un modèle analytique précédent moins performant que celui qui a été présenté dans ce document. Les caractéristiques les plus importantes du premier prototype sont résumées à la Table 5.6.

Les rayons externes des bobines et de la culasse sont supérieurs aux limites imposées pour l'optimisation précédente. Ces contraintes étaient en effet légèrement différentes lors du dimensionnement des prototypes.

Au final, 6 exemplaires ont été réalisés et testés. La description de leur fabrication et de leur caractérisation fait l'objet des

Stator		
Largeur des spires	l_s	20 μm
Epaisseur des spires	e_s	25 μm
Largeur de l'isolation entre spires	l_i	10 μm
Nombre de spires par couche (par bobine)	N_c	12
Nombre de couches de spires	n_c	2
Rayon interne des bobines	r_{ib}	750 μm
Rayon externe des bobines	r_{eb}	2.6 mm
Nombre de bobines	n_b	9
Nombre de phases	m	3
Aimant		
Induction magnétique rémanente	B_r	0.85 T
Nombre de paires de pôles	p	6
Rayon interne de l'aimant	r_{ia}	1.3 mm
Rayon externe de l'aimant	r_{ea}	2.0 mm
Epaisseur de l'aimant	e_a	250 μm
Culasse ferromagnétique		
Rayon de la culasse	r_{fe}	2.6 mm
Epaisseur de la culasse	e_{fe}	150 μm
Moteur		
Entrefer	δ	75 μm
Vitesse de rotation nominale	v_N	300 rpm

Table 5.6 – Résumé des caractéristiques dimensionnelles des premier prototypes

prochains chapitres.

5.4.1 Performances théoriques

Le calcul des performances théoriques des prototypes constitue le dernier point traité dans ce chapitre. Nous avons introduit les caractéristiques de ce moteur dans le modèle analytique et calculé ses performances maximales dans le cas idéal lorsque le moteur est asservi et lorsque le courant est en phase avec la tension induite.

Dans cette analyse les zones de transition entre les pôles magnétiques de l'aimant permanent sont prises en compte (cf. section 4.7).

Les valeurs qui sont obtenues devraient donc être plus proches de la réalité que celles qui ont été présentées pour les autres moteurs optimisés. Ses caractéristiques électromagnétiques les plus importantes sont résumées à la Table 5.7.

Paramètre		Unité	Valeur
Tension induite	$U_{i,rms}$	mV	0.88
Tension de phase	$U_{ph,rms}$	mV	2.0
Courant de phase	$I_{ph,rms}$	μ A	90
Puissance électrique	P_{in}	nW	536
Pertes Joule	P_J	nW	299
Puissance électromag.	P_{emag}	nW	237
Couple électromag.	T_{emag}	nNm	7.54
Rendement	η	%	44.19

Table 5.7 – Performances théoriques des prototypes calculées avec le modèle analytique. Le couple de frottement à compenser vaut 7 nNm et le couple requis à l’aiguille des secondes vaut 160 nNm. La vitesse de rotation est de 300 rpm

En comparant les caractéristiques prévues pour les prototypes (Table 5.7) au moteur optimisé qui a la même configuration (Table 5.3), nous remarquons que l’aimant permanent a une grande influence. Dans le cas des prototypes, l’aimant a un volume environ 4 fois inférieur à celui qui est prévu pour le système optimisé. En outre, la magnétisation rémanente est plus faible (0.85 T à la place de 0.9 T) et les valeurs présentées à la Table 5.7 sont calculées en considérant les zones de transition. Ces aspects expliquent pourquoi les performances théoriques des prototypes sont inférieures.

Les caractéristiques des prototypes sont quand même très intéressantes. Ils devraient créer un couple de 7.54 nNm avec une puissance électrique d’entrée d’environ 536 nW. L’inconvénient majeur est la faible amplitude de la tension induite : 1.2 mV. Cette valeur limite énormément la possibilité d’un développement rapide d’une électronique de commande en boucle fermée.

5.5 Conclusions

Les caractéristiques présentées dans ce chapitre ouvrent les portes du domaine horloger à ce nouveau type d'entraînement. Plusieurs résultats très intéressants ont été obtenus. Le premier est sans aucun doute le fait d'avoir déterminé la configuration optimale pour cette application. Il s'agit d'un moteur triphasé ayant 9 bobines et 12 pôles magnétiques.

Ce moteur a montré des excellentes caractéristiques. En minimisant la puissance d'entrée, il arrive à fournir le couple nécessaire à l'entraînement de l'aiguille des secondes avec une puissance électrique d'environ 260 nW à une vitesse de 180 rpm. C'est une puissance largement inférieure à celle qui a été prévue initialement. Un inconvénient majeur de ce moteur est le faible niveau de tension induite. Son amplitude est de 5 mV et le développement d'une électronique de commande sans capteurs constitue un défi important.

Si, dans le but de faciliter le développement de l'électronique, nous sommes prêts à faire un compromis au niveau de la puissance d'entrée, un nouveau dimensionnement a montré qu'une tension induite de 23 mV peut être atteinte. Dans ce cas, la puissance électrique d'entrée s'élève à 500 nW et la vitesse de rotation optimale vaut 350 rpm.

La dernière optimisation réalisée impose une puissance d'entrée de 1 μ W qui correspond à la consommation énergétique des moteurs Lavet standard. Dans ce cas, le moteur 9/12 peut développer une tension induite de 100 mV à une vitesse d'environ 700 rpm. Ces valeurs sont largement suffisantes pour la création d'une électronique de commande.

Dans la deuxième partie du chapitre, nous avons présenté les caractéristiques des premiers échantillons fonctionnels qui seront fabriqués. Leurs performances diffèrent de celles qui ont été estimées pour le moteur optimisé. La raison principale est liée aux caractéristiques de l'aimant qui a été choisi. Malheureusement, afin de limiter les coûts, il a dû être choisi parmi des aimants déjà à disposition. Même en ayant le bon nombre de pôles, il est plus petit que celui qui a été prévu lors de l'optimisation et sa magnétisation est plus faible.

Le but principal des échantillons fonctionnels est de vérifier nos prévisions, la méthodologie utilisée pour le dimensionnement du

moteur et la faisabilité de leur mise en œuvre. Grâce aux essais sur ces moteurs, nous pourrions valider le modèle analytique et garantir que les résultats présentés dans ce chapitre sont proches de la réalité. Dans un premier temps, le fait que les caractéristiques des prototypes sont inférieures à celles qui peuvent être atteintes par ce type de moteur n'est pas très important. La chose qui compte est la vérification pratique de nos prévisions et la possibilité de démontrer la faisabilité technologique de ce type de moteur.

CHAPITRE 6

Mise en œuvre des échantillons fonctionnels

Sommaire

6.1	Introduction	106
6.2	Le stator	106
6.2.1	Principe de fabrication des stators	107
6.2.2	1 ^{ère} partie : les spires enterrées . .	111
6.2.3	2 ^{ème} partie : la couche isolante . .	114
6.2.4	3 ^{ème} partie : les spires supérieures	115
6.2.5	4 ^{ème} partie : l'axe du moteur . . .	117
6.2.6	Résultats de la micro-fabrication .	119
6.3	Le rotor	120
6.4	L'assemblage	121
6.5	Conclusions	124

6.1 Introduction

Les échantillons fonctionnels ont été réalisés en étroite collaboration avec notre partenaire industriel. Nous étions les responsables de la micro-fabrication des stators tandis que les rotors et la micromécanique ont été développés directement au sein de l'industrie. C'est la raison pour laquelle ce chapitre est principalement focalisé sur la réalisation des stators. De plus, ce composant MEMS représente la partie la plus innovante du projet.

Les étapes les plus importantes du processus de fabrication seront décrites et les résultats intermédiaires seront présentés à l'aide d'images montrant l'aspect des wafers.

Afin d'avoir une vision exhaustive des premiers prototypes, la fin du chapitre sera dédiée à une brève présentation de l'aimant permanent et de la micromécanique permettant l'assemblage du système.

6.2 Le stator

Contrairement au cas macroscopiques, les technologies utilisées pour la réalisation des micromoteurs acquièrent une grande importance dès l'étape de conception. Cette influence est en partie due au fait qu'il s'agit d'un domaine relativement récent et donc, pour obtenir un micromoteur performant, il faut être vraiment très proches des limites technologiques actuelles.

Dans le domaine des moteurs micro-fabriqués, l'étude électromagnétique doit toujours être menée en parallèle au développement d'un processus de fabrication qui permet sa mise en œuvre. Chaque fois qu'une nouvelle solution magnétique est proposée, il faut en vérifier sa faisabilité d'un point de vue du micro-usinage. C'est uniquement après plusieurs itérations que la meilleure méthode de fabrication peut être identifiée et ses limites technologiques connues. Elles sont ainsi prises en compte lors du dimensionnement (cf. chapitre 4). C'est cette particularité qui constitue une des différences entre la méthodologie de conception suivie pour les moteurs usuels et celle qui est utilisée pour les microsystèmes.

6.2.1 Principe de fabrication des stators

Les stators ont été produits dans les salles blanches du Centre de MicroNanoFabrication (CMi) de l'EPFL en enchaînant plusieurs techniques différentes, comme par exemple la photolithographie, la gravure sèche et humide, la déposition par pulvérisation et l'électrodéposition.

Pour la réalisation des premiers prototypes, des plaques de silicium d'un diamètre de 4 pouces, qui correspondent à environ 100 mm, ont été utilisées. Sur chaque wafer, 69 stators sont fabriqués en parallèle comme montré à la Fig. 6.1 qui représente le masque complet utilisé pour les 5 photolithographies.

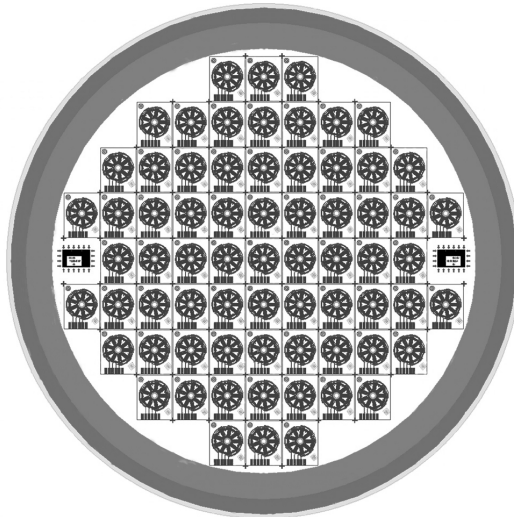


Figure 6.1 – Masque complet qui contient les 5 masques photolithographiques utilisés pour fabriquer les stators

Contrairement à sa mise en œuvre qui n'est pas triviale, le principe de micro-fabrication est relativement simple. Il peut être séparé en quatre grandes parties. Les trois premières servent à la réalisation des bobines tandis que la dernière crée les ouvertures pour l'axe du moteur et les goupilles de positionnement.

La première grande étape permet de réaliser les spires inférieures qui sont enterrées dans le silicium. Il faut commencer par graver des trous dans le silicium comme montré à la Fig. 6.2.

Ensuite, grâce à une électrodéposition, les cavités sont remplies avec du cuivre. Etant donné que le cuivre couvre la totalité de la surface du wafer, il faut une étape de polissage pour éliminer le métal en excès et obtenir une surface plane prête à accueillir des couches supplémentaires. Le procédé qui est utilisé pour obtenir la première couche de spires est aussi connu sous le nom de procédé de Damascène.

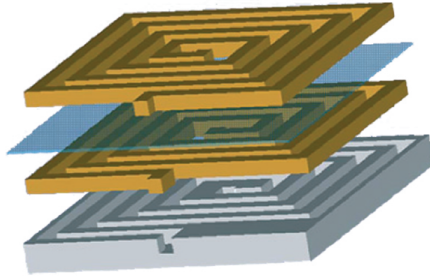


Figure 6.2 – Principe de micro-fabrication des bobines multicouches. Le support des bobines est le wafer en silicium qui accueille le premier niveau de cuivre. Ensuite, une couche d'oxyde (SiO_2) est utilisée pour l'isolation électrique avant le dépôt du deuxième niveau de cuivre.

Pendant la deuxième partie du processus, une couche de $1\ \mu\text{m}$ d'oxyde de silicium (SiO_2) est déposée sur toute la surface du wafer. Son but est d'isoler électriquement les deux niveaux de cuivre.

La troisième grande étape est caractérisée par la réalisation des spires supérieures. Elles sont obtenues par une nouvelle électrodéposition à travers un moule en résine photosensible.

Finalement, les trous sont réalisés à travers toute l'épaisseur du silicium. Ils sont nécessaires pour l'axe du moteur et les goupilles qui positionnent le stator par rapport au reste de la mécanique. Cette étape constitue la dernière partie du processus de fabrication.

L'aspect le plus problématique de la fabrication est constitué par le grand nombre d'étapes qui doivent se succéder pour réaliser les stators. Le processus en compte 26 dont cinq pho-

tolithographies qui servent à structurer les différentes couches. Leur fonction est décrite ci-dessous tandis que leur schéma est donné à l'annexe D.

1. Structuration du silicium pour les spires enterrées ;
2. Structuration de la face arrière du wafer pour la gravure des trous pour l'axe et les goupilles ;
3. Structuration du métal qui recouvre les pistes en cuivre et évite ainsi la contamination de la couche isolante par le cuivre ;
4. Structuration de la couche isolante pour permettre les contacts entre les deux niveaux de cuivre ;
5. Structuration du moule en résine photosensible pour l'électrodéposition de la deuxième couche de spires.

Avant chaque photolithographie il faut que la surface du wafer soit parfaitement plane. Cette contrainte est liée au fait que ces étapes commencent par la déposition d'une résine photosensible d'une épaisseur de quelques micromètres. Ce dépôt, en règle générale, est obtenu par centrifugation en posant une goutte de résine au centre du wafer et en le faisant tourner. Si la surface présente des aspérités, la couche obtenue n'est pas uniforme et elle ne la couvre pas complètement : un bon résultat ne sera ainsi plus garanti.

La suite du chapitre présente d'une façon plus détaillée les quatre parties de la micro-fabrication en décrivant les étapes les plus significatives. Une version simplifiée du processus de fabrication est montrée à la Fig. 6.3, tandis que la version complète est donnée à l'annexe C.

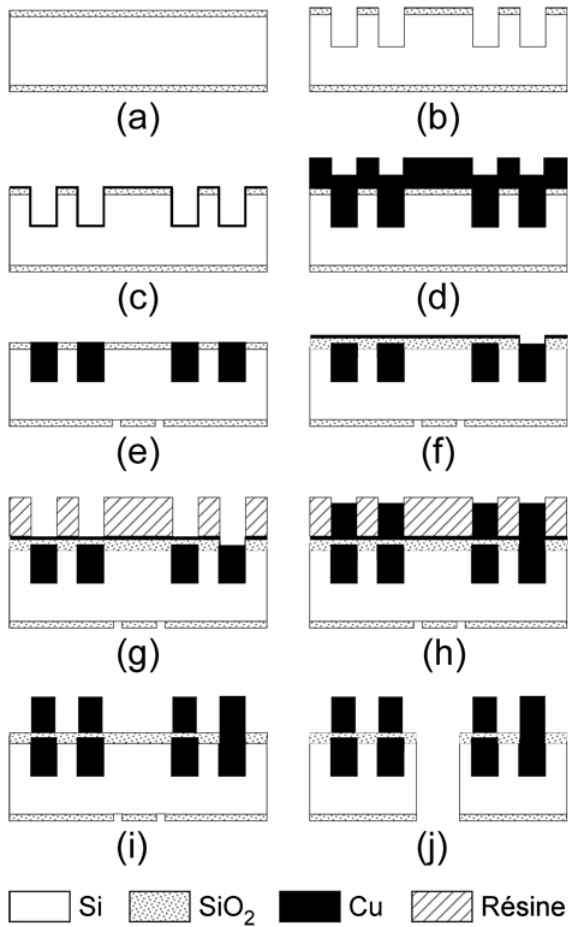


Figure 6.3 – Processus de fabrication simplifié

6.2.2 Première partie : les spires enterrées

La réalisation des stators commence à partir d'un wafer de silicium de $500\ \mu\text{m}$ d'épaisseur poli des deux côtés. Une oxydation humide fait croître $3\ \mu\text{m}$ d'oxyde de silicium (SiO_2) sur tout le wafer (Fig. 6.3 (a)). Cette couche est structurée sur la face avant à l'aide de la première photolithographie en utilisant le masque 1 (annexe D) et en gravant les parties non protégées par la résine photosensible avec un plasma CF_4 . Nous obtenons ainsi un masque rigide en oxyde qui sera utilisé pour graver de façon anisotrope le silicium (Si) et préparer les cavités pour les premières spires (Fig 6.3 (b)). La Fig 6.4 montre une partie du stator après la gravure du silicium. Sur ces images, le silicium qui se trouve au fond des trous apparaît légèrement plus clair que l'oxyde qui couvre la surface.

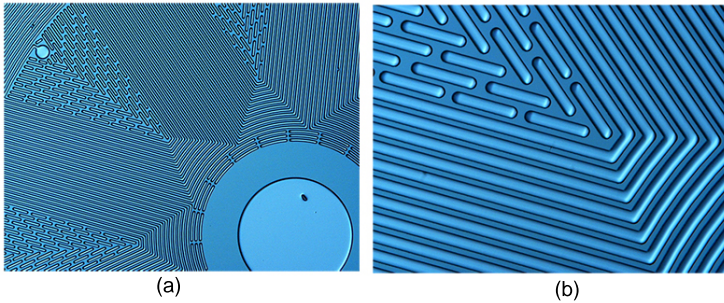


Figure 6.4 – Aspect d'une partie du wafer après la gravure du silicium. Ces cavités accueilleront la première couche de spires

Ces cavités ont une profondeur de $25\ \mu\text{m}$ et une largeur de $20\ \mu\text{m}$ (Table 5.6).

Les deux images de la Fig 6.5 ont été obtenues avec un microscope électronique (SEM) et montrent une vue en coupe du résultat de la gravure anisotrope du silicium. L'oxyde utilisé comme masque rigide est facilement identifiable grâce à son apparence plus foncée. La Fig 6.5 (b) montre aussi l'aspect typique des flancs verticaux après un procédé Bosch qui est caractérisé par l'alternance d'étapes de gravure et d'étapes de passivation des parois. Il faut remarquer que cette épaisseur d'oxyde n'est pas nécessaire pour la gravure de $25\ \mu\text{m}$ de silicium mais elle

sera indispensable lors de la création des ouvertures pour l'axe du moteur à partir de la face arrière.

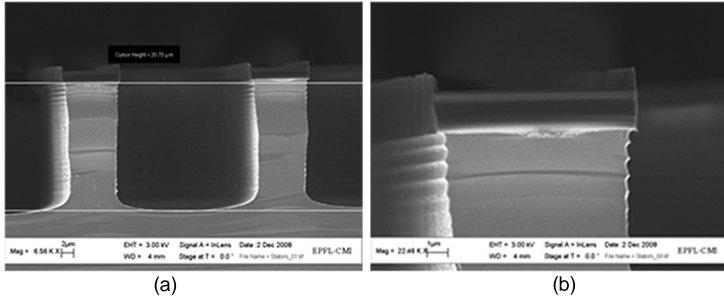


Figure 6.5 – Aspect d'une partie du wafer après la gravure du silicium pour accueillir la première couche de spires. Ces images montrent une vue en coupe d'un wafer et ont été obtenues avec un microscope électronique (SEM)

Une fois que les trous ont été réalisés, il faut les isoler pour éviter tout court-circuit à travers le substrat. C'est la raison pour laquelle une deuxième oxydation humide est effectuée pour obtenir 200 nm d'oxyde.

La surface du wafer est ensuite préparée pour la première électrodéposition en pulvérisant la couche de croissance (*seed layer*). Elle est constituée de 100 nm de tantale (Ta) et de 200 nm de cuivre (Cu) (Fig 6.3 (c)). Le rôle du tantale est de créer une barrière de diffusion pour empêcher les atomes de cuivre de contaminer l'oxyde, qui est utilisé comme isolant.

Le wafer est ensuite plongé dans le bain d'électrodéposition. L'épaisseur de cuivre recherchée est d'environ 45 μm (Fig 6.3 (d)). L'aspect de la surface du wafer après ce dépôt est montré à la Fig 6.6 qui est obtenue avec un microscope optique. Le cuivre recouvre la totalité de la surface mais l'emplacement des spires est encore visible à cause de la différence d'épaisseur du dépôt.

Cette surépaisseur est nécessaire pour éviter la sous-gravure des pistes métalliques (*dishing*) lors du polissage chimio-mécanique (*CMP : chemical-mechanical polishing*) qui est réalisé à l'étape suivante (Fig 6.3 (e)). Le polissage du cuivre en excès est assez critique parce qu'il faut trouver un compromis entre la durée



Figure 6.6 – Aspect d’une partie du wafer après l’électrodéposition d’environ $45\ \mu\text{m}$ de cuivre

de l’étape et l’uniformité du polissage de la surface afin d’éviter la sous-gravure des spires. A titre indicatif, pour obtenir un résultat satisfaisant, le temps de polissage d’un wafer varie entre 80 minutes et 120 minutes en fonction de la configuration de la machine.

Le grand avantage de cette étape est d’obtenir une surface parfaitement plane sur laquelle les couches suivantes peuvent être empilées (Fig 6.7).

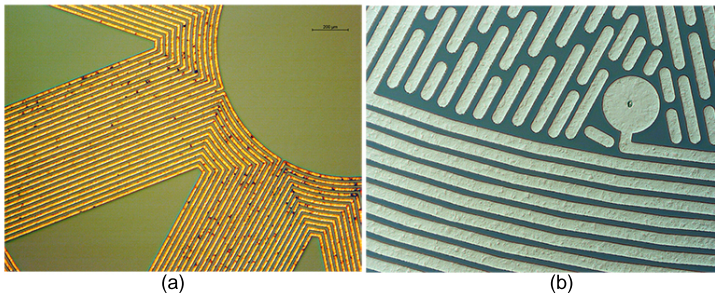


Figure 6.7 – Aspect d’une partie du wafer après le polissage chimio-mécanique (CMP). (a) Wafer de la troisième série. (b) Wafer de la deuxième série avec des structures enterrées supplémentaires pour faciliter cette étape

À ce stade, il faut vérifier que la couche de croissance ait été complètement enlevée afin d’éviter des courts-circuits. Ce test est effectué en mesurant la résistance électrique entre deux points du wafer.

Pour conclure cette première partie, une couche de 100 nm de tantale est déposée par pulvérisation et structurée avec la troisième photolithographie. Son but est de couvrir les pistes métalliques et d'empêcher les atomes de cuivre de diffuser dans l'isolant qui sera déposé entre les deux niveaux de spires.

6.2.3 Deuxième partie : la couche isolante

La couche d'isolation qui sépare les deux niveaux de cuivre est obtenue en déposant $1\ \mu\text{m}$ d'oxyde de silicium par pulvérisation (Fig 6.3 (f)). Cette étape peut avoir des conséquences néfastes dans la première couche déjà fabriquée à cause de l'échauffement du substrat dû au bombardement ionique. En effet, le temps de dépôt nécessaire pour une telle épaisseur est relativement grand (environ 25 minutes) et la température à la surface du silicium augmente sensiblement même si un système de refroidissement est appliqué. Cette variation de température engendre des tensions internes au niveau des interfaces cuivre-silicium étant donné que le coefficient de dilatation du cuivre est plus que 5 fois supérieur à celui du silicium. Deux phénomènes sont observés. Tout d'abord, les wafers ne sont plus parfaitement plats en sortant de la machine et présentent une courbure concave. De plus, des courts-circuits entre les spires enterrées sont observés en mesurant la résistance électrique.

Pour résoudre ce problème, il faut alterner le dépôt avec des périodes d'attente pendant lesquels la surface du wafer a le temps de refroidir (5 minutes de dépôt et 10 minutes de repos).

La couche d'isolation est ensuite structurée afin de permettre la connexion entre les deux niveaux de cuivre. Cette étape est réalisée à partir de la quatrième photolithographie.

L'aspect des bobines après cette deuxième partie de la fabrication est montré à la Fig. 6.8. L'image prise au microscope optique (Fig. 6.8 (a)) montre un contact électrique entre les deux niveaux. La couleur plus claire du cuivre dans la zone circulaire de $80\ \mu\text{m}$ de diamètre est due à l'absence d'oxyde de silicium.

La Fig. 6.8 (b) montre une vue en coupe de deux spires et elle a été prise avec un microscope électronique. Les cavités ont été remplies avec du cuivre et elles sont recouvertes par $1\ \mu\text{m}$ d'oxyde. Les pistes métalliques apparaissent un peu tor-

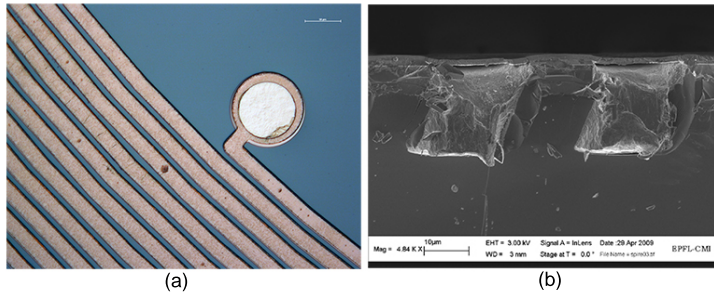


Figure 6.8 – Aspect des spires après le dépôt de la couche isolante en SiO_2 . (a) Image obtenue à l'aide d'un microscope optique. La couleur plus claire du cuivre dans la zone circulaire de $80 \mu\text{m}$ de diamètre est due à l'absence d'oxyde de silicium. (b) Vue en coupe de deux spires avec la couche isolante d'un micron d'épais par dessus

dues parce que le cuivre est ductile et difficile à casser lors du clivage.

6.2.4 Troisième partie : les spires supérieures

La réalisation du deuxième niveau de spires commence par le dépôt de la couche de croissance nécessaire à l'électrodéposition (Fig 6.3 (f)). Elle est constituée de 100 nm de titane (Ti) et de 200 nm de cuivre (Cu). Le titane joue le rôle de barrière de diffusion à la place du tantale. La raison de ce changement est simple : il faut un métal qui puisse être enlevé par gravure humide et ce n'est pas le cas du tantale qui peut être structuré uniquement par gravure sèche. Le problème est que la deuxième couche de croissance n'est pas enlevée par polissage (CMP) et une gravure sèche n'est pas non plus envisageable à cause de la présence du cuivre qui ne peut pas être en contact avec le plasma.

Une fois que la couche de croissance est déposée, il faut réaliser le moule pour l'électrodéposition (Fig 6.3 (g)). Il est obtenu en structurant une résine photosensible épaisse à l'aide de la cinquième photolithographie. L'épaisseur de la résine (AZ9260) est très élevée et vaut $30 \mu\text{m}$: une valeur qui n'est pas usuelle étant donné que normalement les photolithographies sont réa-

lisées avec des épaisseurs de résine comprises entre $1\ \mu\text{m}$ et $4\ \mu\text{m}$. Le dépôt de cette couche épaisse s'effectue automatiquement à l'aide d'une machine (EVG 150) qui étale la résine en deux fois. Le procédé est assez bien maîtrisé et les résultats sont répétables.

Une astuce qui permet d'avoir une meilleure résolution lors de la structuration de la résine est de la laisser réhydrater pendant environ 24h avant d'effectuer l'exposition aux rayons UV.

L'aspect d'une partie d'une bobine après la réalisation du moule en résine est visible à la Fig 6.9.

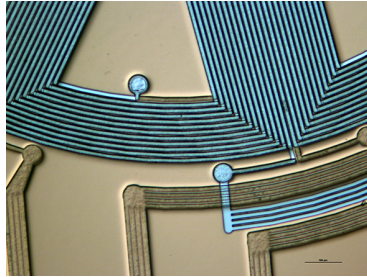


Figure 6.9 – Aspect d'une partie du wafer après la réalisation du moule en résine photosensible. L'épaisseur du dépôt est de $30\ \mu\text{m}$

La surface qui a une couleur dorée est recouverte par les $30\ \mu\text{m}$ de résine tandis que les parties qui apparaissent bleu ne le sont pas. Ces sont les endroits où croîtront les spires lors de l'électrodéposition (Fig 6.3 (h)).

Lorsque les spires supérieures ont été réalisées, le moule en résine est dissous dans un bain et la couche de croissance est enlevée par gravure humide en utilisant une solution différente pour chaque métal, l'une à la suite de l'autre (Fig 6.3 (i)). La Fig. 6.10 montre le résultat à la fin de la troisième partie du processus de fabrication. Ces deux photos, prises à l'aide d'un microscope optique, montrent des détails d'une bobine et des pistes de connexion entre les bobines de la même phase.

Les deux niveaux de cuivre sont bien identifiables sur ces deux images qui sont focalisées sur le cuivre supérieur (Fig. 6.10 (a)) et sur le cuivre enterré (Fig. 6.10 (b)).

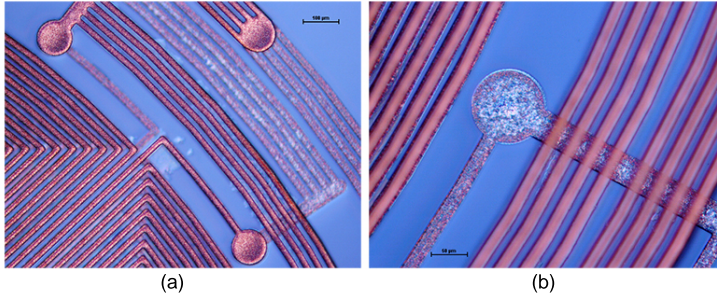


Figure 6.10 – Détails d’une bobine et des pistes de connexion entre les bobines de la même phase après l’élimination du moule en résine. Les deux niveaux de cuivre sont bien visibles sur ces deux images prises au microscope optique

6.2.5 Quatrième partie : l’axe du moteur

À ce stade, la micro-fabrication des bobines est terminée mais il faut encore réaliser les ouvertures pour l’axe du moteur et pour les goupilles de positionnement. Elles sont obtenues par gravure sèche du silicium à partir de la face arrière du wafer (Fig. 6.3 (j)). Le masque rigide d’oxyde qui avait été structuré à l’aide de la deuxième photolithographie (Fig. 6.3 (e)) est utilisé pour définir les endroits exposés.

La gravure de $500\ \mu\text{m}$ de silicium est une étape assez longue mais qui ne pose pas de problèmes particuliers. Une fois terminée, il faut sortir le wafer de la salle blanche et le découper pour séparer les 69 stators produits sur la même plaque. La découpe se fait avec une scie dont la vitesse de rotation est de 30’000 rpm et la vitesse de coupe est de 5 millimètre par seconde.

Cette dernière étape demande une attention particulière à cause de l’eau qui est utilisée pour refroidir la lame. Nous avons noté que même en utilisant le débit minimal, la pression de l’eau est suffisante pour arracher les spires supérieures. La solution trouvée consiste à étaler manuellement une couche de résine photosensible sur tout le wafer avant la découpe. En ce faisant, les spires sont protégées et ne s’abiment pas. Une fois le sciage terminé, il ne reste plus qu’à plonger les stators dans un bain afin d’enlever la couche protectrice. Le résultat final est montré

à la Fig. 6.11.

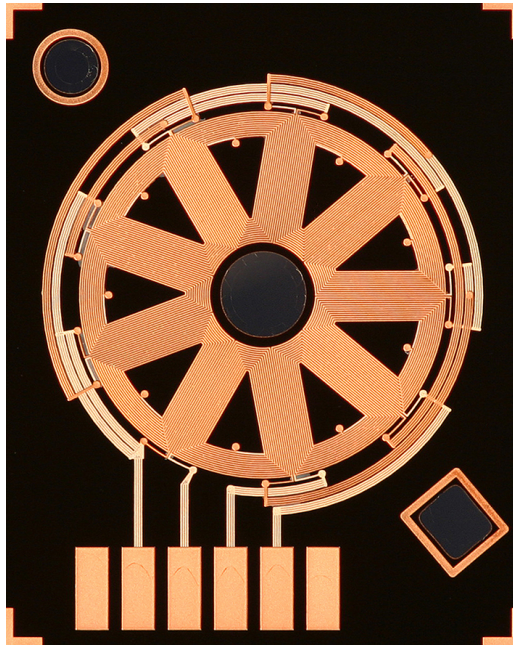


Figure 6.11 – Photo d’un stator terminé lors de la sortie de la salle blanche. La largeur de cet élément est de 7 mm tandis que l’hauteur vaut 8.8 mm. Les trois phases sont connectées en étoile. Les deux couches de cuivre sont visibles au niveau des connexions entre les bobines et se distinguent par une couleur différente. Le cuivre enterré apparaît plus clair que celui de la couche supérieure.

L’image de la Fig. 6.11 a été réalisée avec un appareil photo usuel muni d’un objectif macro. La largeur du stator découpé est de 7.0 mm tandis que sa hauteur est de 8.8 mm. Sur cette image, les deux niveaux de cuivre peuvent être distingués au niveau des pistes qui se trouvent à l’extérieur des bobines : le cuivre enterré apparaît plus clair que celui qui a été déposé sur la surface.

Les contacts entre les deux couches ont une forme circulaire d’un diamètre de $100\ \mu\text{m}$: ils sont à l’intérieur de chaque bobine. Nous pouvons aussi noter les 4 points de contacts qui sont uti-

lisés pour alimenter le moteur : trois pour les phases du moteur et un pour le neutre. Les deux contacts supplémentaires ont été réalisés pour faciliter le collage du PCB flexible, ou *flexprint*, utilisé comme interface entre les mondes microscopique et macroscopique.

Des détails supplémentaires sur la fabrication des stators en salle blanche sont donnés à l'annexe C qui présente le processus de fabrication complet. En outre, l'annexe E contient la feuille de route, ou *runcard*, qui a été suivie en salle blanche. Ce document décrit comment ont été réglés les paramètres importants de chaque machine pour effectuer les différentes étapes.

6.2.6 Résultats de la micro-fabrication

Comme il a été expliqué précédemment, la micro-fabrication des stators est relativement critique et nécessite plusieurs itérations. Il faut tester les différentes étapes afin de déterminer les réglages optimaux de chaque machine utilisée. Ces réglages sont influencés par l'état du wafer qui dépend des étapes précédentes. Par exemple, le temps d'exposition lors de la structuration de la résine photosensible dépend du coefficient de réflexion de la surface du wafer qui varie en fonction des couches déposées. Pour déterminer les paramètres de la façon la plus précise possible, il faudrait donc tester des séquences entières du procédé de fabrication plutôt que chaque étapes séparément. Ceci n'est pas toujours possible.

Pour obtenir les premiers stators fonctionnels, il a fallu réaliser trois séries de wafers. Chaque série comptait 5 ou 6 wafers. La première utilisait des wafers d'une épaisseur de seulement $380\ \mu\text{m}$ et elle a été interrompue après le dépôt de la couche isolante se trouvant entre les deux niveaux de spires. Ce dépôt était réalisé en continu sans aucune pause pour laisser refroidir le wafer. La courbure des wafers après ce dépôt était trop prononcée et ils se sont cassés. Cependant, la responsabilité de la cassure des plaques n'est pas à imputer uniquement à cette étape. Elles étaient déjà fragilisées à cause des autres étapes qui avaient été réalisées en réglant les machines de façon approximative.

Pour faire face à cet inconvénient, la deuxième série a été réalisée à partir de wafers de $500\ \mu\text{m}$ d'épais. Après le dépôt de la

couche isolante, ils présentaient aussi une légère courbure mais la micro-fabrication de quelques wafers a pu continuer. L'inconvénient était que le dépôt de la résine épaisse utilisée comme moule pour le deuxième niveau de cuivre a dû être réalisé manuellement parce que le bras robotique de la machine prévue pour ce travail refusait de prendre en charge les wafer à cause de leur courbure. La qualité de la résine n'était donc pas optimale mais suffisante pour terminer le processus. Les mesures électriques menées sur ces wafers ont montré la présence de courts-circuits systématiques dans la couche de cuivre enterrée. Ce test a permis d'identifier le problème thermique lors du dépôt de la couche isolante qui a été corrigé lors de la troisième série.

Lors de la troisième série, plusieurs stators ont été obtenus avec les caractéristiques souhaitées. L'expérience acquise lors des deux premières volées s'est révélée fondamentale pour le réglage des paramètres des machines. En outre, le *layout* des stators de cette troisième série a été modifié. Dans les deux premières séries, des structures non-fonctionnelles avaient été ajoutées pour faciliter l'étape de polissage (CMP) et éviter ainsi la sous-gravure de spires. Ces structures, visibles dans les Fig. 6.4 et Fig. 6.7 (b), servaient à augmenter le pourcentage de cuivre enterré afin de réduire la quantité de métal en surface qui devait être poli. Lors de plusieurs essais de polissage, nous avons pu démontrer que le rôle de ces structures était négligeable est nous avons décidé de les ôter lors de la troisième série afin de limiter le cuivre enterré et, par conséquent, les problèmes thermiques lors de la déposition de la couche isolante. La nouvelle géométrie sans ces structures supplémentaires est présentée à la Fig. 6.7 (a).

Au final, 24 stators présentaient les valeurs électriques attendues et avaient donc été fabriqués correctement.

6.3 Le rotor

Le rotor est constitué de deux éléments : un aimant permanent et une culasse ferromagnétique qui referme le flux.

L'aimant permanent est réalisé en SmCo et a une forme d'anneau : le diamètre interne est de 2.6 mm et le diamètre externe vaut 4.0 mm (Fig 6.12). Son épaisseur est de 250 μm .

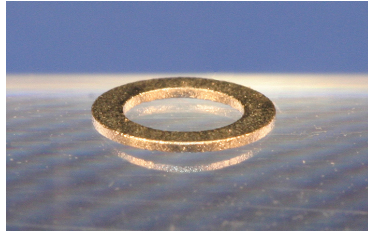


Figure 6.12 – Photo de l'aimant permanent (SmCo) utilisé comme rotor. Le diamètre interne est de 2.6 mm et le diamètre externe vaut 4.0 mm. L'épaisseur du rotor est de $250\ \mu\text{m}$

Il est magnétisé axialement avec 12 pôles (6 paires de pôles) comme montré à la Fig. 6.13. Cette image met en évidence les pôles magnétiques et elle a été obtenue en plaçant l'aimant dans un milieu ferro-fluidique. Les particules ferromagnétiques se condensent aux endroits avec la plus grande densité de champ.

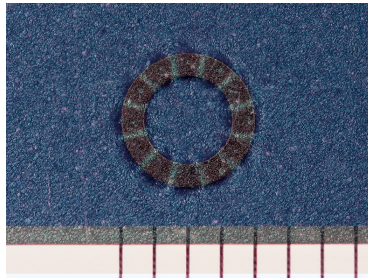


Figure 6.13 – Image montrant la magnétisation de l'aimant. Elle a été obtenue en posant l'aimant sous une carte contenant un ferro-fluide. Les 12 pôles sont ainsi mis en évidence

L'aimant permanent est collé sous une culasse ferromagnétique dont l'épaisseur est de $150\ \mu\text{m}$.

6.4 L'assemblage

La dernière phase de construction des prototypes consiste à assembler le stator avec le rotor (Fig. 6.14) sur une platine en

laiton.

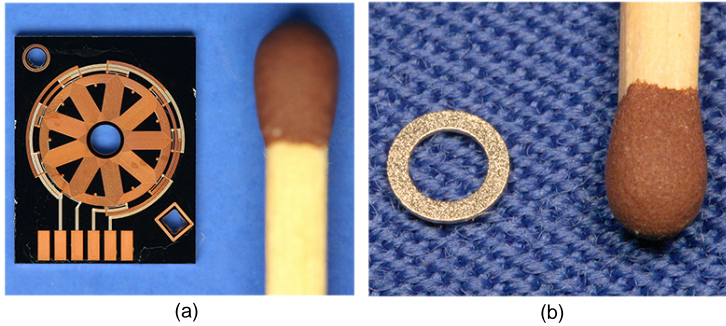


Figure 6.14 – Photo des deux composants principaux du moteur

La partie inférieure de la platine est vissée à un support en plexiglas et sert à centrer le stator par rapport au reste de la mécanique. Une fois que le stator est positionné, un PCB flexible est collé aux contacts prévus sur le silicium afin de relier électriquement le moteur à l'alimentation (Fig. 6.15). Pour ce faire une colle conductrice est utilisée. La Fig. 6.15 montre la photo d'un échantillon fonctionnel assemblé.

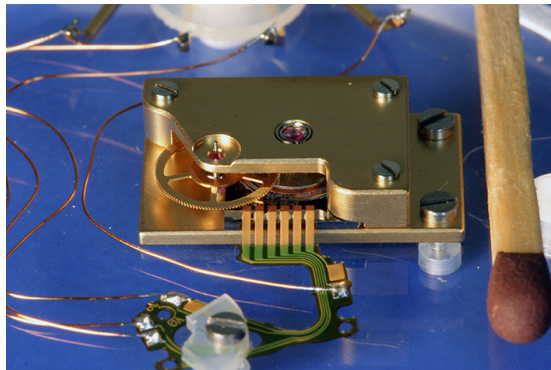


Figure 6.15 – Photo du prototype après son assemblage sur la platine. La roue compteuse qui fait office de premier étage de réduction, est bien visible ainsi que le PCB flexible responsable de l'interface entre le monde microscopique et macroscopique

Sur cette image nous pouvons voir la platine, le support en plexiglas, le PCB flexible et le premier étage de réduction constitué par une roue compteuse. Cette roue a 120 dents. La culasse ferromagnétique du rotor est aussi partiellement visible à la Fig. 6.15.

A la Fig. 6.16 nous pouvons mieux identifier l'aimant, la culasse et le pignon qui fait partie intégrante de l'axe de rotation. Le pignon compte 36 dents : ce qui fait, avec le premier étage de réduction, un rapport d'engrènement de 0.3.

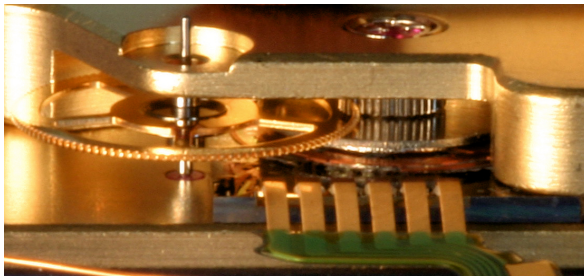


Figure 6.16 – Cet agrandissement montre l'aimant permanent, la culasse et le pignon qui fait partie intégrante de l'axe du rotor. Il compte 36 dents et le rapport d'engrènement avec la roue compteuse est de 0.3

Cette configuration a été choisie afin de s'approcher le plus possible du cas de l'entraînement de l'aiguille des secondes d'une montre. Ce premier étage de réduction représente la charge du moteur par son couple de frottement. Le couple de frottement des autres étages devient en effet presque négligeable grâce au rapport de transmission relativement élevé. En outre, le couple que le moteur doit théoriquement fournir pour entraîner l'aiguille des secondes est quasi négligeable lorsqu'il tourne à sa vitesse nominale de 300 rpm. Il est en effet presque 15 fois plus petit que le couple de frottement total rapporté au rotor. Dans ces conditions, nous pouvons conclure que le couple de frottement du rotor additionné à celui du premier étage de réduction constituent quasiment la totalité du couple nécessaire à entraîner une aiguille des secondes classique.

6.5 Conclusions

Le processus de fabrication qui vient d'être décrit permet de réaliser au maximum deux couches de cuivre superposées. Ceci limite le nombre de spires maximal de chaque phase étant donné que la surface à disposition est donnée et que la technologie ne permet pas de faire des pistes métalliques très étroites et très épaisses. Le rapport entre la hauteur et la largeur est limité à environ 1.

Pour obtenir un moteur avec des performances accrues, il faudrait réaliser des bobines avec un nombre de spires plus élevé. Cette modification engendrerait des avantages tant au niveau de la consommation que pour la commande. En effet, pour réaliser une alimentation sans capteurs, il faut mesurer la tension induite. Plus le nombre de spires est élevé, plus ce signal est grand et moins il est influencé par le bruit. Si le niveau de tension induite est suffisamment grand pour être exploité sans l'utilisation d'un amplificateur, l'énergie consommée par l'électronique de commande diminue. De plus, avec une tension induite plus grande, la tension d'alimentation augmente et se rapproche de la valeur de tension de la pile. Les performances du transformateur DC/DC seront ainsi accrues. Ce sont les raisons pour lesquelles une méthode de fabrication qui permet d'avoir un maximum de spires a été longtemps cherchée pendant la phase de conception.

Finalement, la solution avec deux couches de spires a été retenue pour différentes raisons. Tous d'abord, elle compte déjà 26 étapes et sa complexité est suffisamment élevée. Etant donné la faible expérience dans le domaine de la micro-fabrication de ce type de structures, cette version représente déjà un gros défi. Pour ajouter un troisième ou même un quatrième niveau de spires, il faut utiliser le procédé Damascène pour toutes les couches (sauf la dernière), ce qui fait 17 étapes par couche. Dans notre cas, ce procédé est utilisé que pour le niveau de cuivre inférieur. Le nombre d'étapes passerait des 26 actuelles à 43 pour 3 niveaux de spires et même à 60 pour 4. En sachant que l'augmentation du nombre d'étapes induit la diminution du taux de réussite, la décision de limiter à 2 les couches actives est tout à fait raisonnable.

CHAPITRE 7

Mesures et caractérisation des prototypes

Sommaire

7.1	Introduction	126
7.2	Caractérisation électrique	126
7.3	Tension induite	127
7.4	Couple de frottement	129
7.5	Alimentation en boucle ouverte . .	133
	7.5.1 Banc de mesure	134
	7.5.2 Démarche de la caractérisation . .	135
	7.5.3 Résultats de la caractérisation . .	135
7.6	Moteur asservi	139
7.7	Conclusions	141

7.1 Introduction

Ce chapitre présente les résultats de la caractérisation des prototypes. Au final, 6 moteurs ont été assemblés mais seulement trois ont pu être complètement caractérisés. Les trois autres présentaient des défauts soit au niveau de la mécanique soit dans les bobines. Les deux avec un problème mécanique ont pu être partiellement testés tandis que le moteur avec des bobines endommagées a été tout de suite mis à l'écart.

Plusieurs essais ont été réalisés afin d'avoir une vision globale des caractéristiques des moteurs. La démarche suivie pour les tests est résumée par les points suivants :

1. Mesure de la résistance et de l'inductance des phases ;
2. Vérification de la symétrie des phases ;
3. Détermination de la constante de tension induite ;
4. Mesure indirecte du couple de frottement total ;
5. Mesure des performances en boucle ouverte ;
6. Extrapolation des caractéristiques en boucle fermée.

Comme expliqué dans la suite du chapitre, les caractéristiques décrites par les points 2, 3 et 4 sont observées à partir de la mesure de la tension induite lorsque le système est entraîné en mode générateur.

Le point 5 est obtenu en alimentant les prototypes en boucle ouverte avec trois signaux sinusoïdaux déphasés de 120° électriques.

Finalement, les caractéristiques du moteur asservi (point 6) sont obtenues par extrapolation en se basant sur la valeur de la constante de tension induite qui a été calculée au point 3.

7.2 Résistance et inductance de phase

Les résistances de phase ont été mesurées à deux reprises. La première fois en salle blanche juste après la découpe du wafer. Dans ce cas, une mesure à 4 points a été réalisée en posant les sondes d'un *prober* (Süss PM8) directement sur les contacts des

phases. 24 stators ont été caractérisés et la valeur moyenne de la résistance de chaque phase est la suivante :

- Phase 1 : 12.62 Ω ;
- Phase 2 : 12.59 Ω ;
- Phase 3 : 12.63 Ω .

Ces valeurs sont très similaires et sont proches de la valeur théorique de 12.28 Ω , qui a été calculée avec le modèle analytique. Les petites différences entre les trois phases sont certainement dues aux pistes de connexions qui relient les bobines d'une même phase (Fig. 6.11). Le rayon moyen de ces connexions est différent pour chaque phase. Le plus petit est celui de la phase 2 tandis que le rayon le plus grand est celui de la phase 3. Les valeurs des résistances mesurées reflètent cette différence.

Une deuxième mesure des résistances a été réalisée sur les prototypes assemblés afin de connaître les valeurs à utiliser pour le calcul des performances du moteur en boucle ouverte. Dans ce cas, la résistance des connexions qui réalisent l'interface entre le micromoteur et l'alimentation doit aussi être prise en compte.

L'inductance des phases a été mesurée avec un analyseur d'impédance pour des fréquences comprises entre 40 Hz et 10 kHz. L'inductance est constante sur cette plage de fréquences mais sa valeur fluctue entre 3.5 μH et 4 μH lors de mesures successives. La valeur théorique qui a été calculée avec des simulations par éléments finis vaut 4.44 μH .

7.3 Tension induite

La tension induite (U_i) fournit plusieurs informations utiles. Tout d'abord, une simple observation de la forme et du déphasage des trois signaux permet de vérifier si le système est équilibré et symétrique. Ce contrôle sert aussi à découvrir des éventuels courts-circuits entre les spires d'une phase. Dans ce cas, la tension induite de la phase concernée serait plus faible que les signaux des deux autres.

L'installation nécessaire à la mesure de la tension induite est relativement simple. Il suffit de brancher les trois phases à

l'oscilloscope et d'entraîner le système avec de l'air comprimé. Une buse est placée à côté de la roue compteuse et la vitesse de rotation est choisie en réglant le débit d'air. La Fig. 7.1 montre les trois tensions induites mesurées aux bornes des phases du prototype numéro 4.

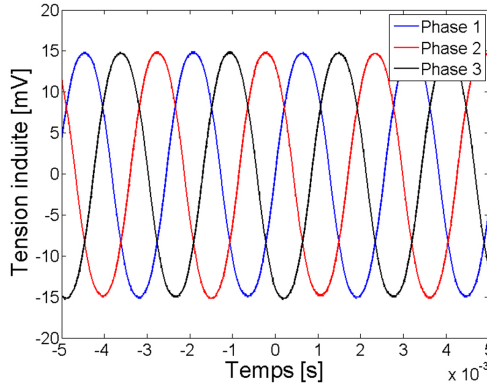


Figure 7.1 – Tensions induites des trois phases en fonction du temps (prototype n° 4). La vitesse de rotation lors de cette mesure est de 3920 rpm

Les amplitudes des trois signaux de la Fig. 7.1 sont pratiquement identiques : les bobines ne présentent aucun défaut. De plus, les impédances sont équilibrées parce que le déphasage entre chaque phase est constant et vaut 120° .

L'étape suivante consiste à déterminer la constante de tension induite k_e à partir de cette même mesure. Ce paramètre est défini par l'équation suivante :

$$k_e = \frac{\hat{U}_i}{\Omega} \quad (7.1)$$

La valeur de crête de la tension induite (\hat{U}_i) est directement observée sur l'oscilloscope. La vitesse de rotation (Ω) est par contre déduite de la fréquence électrique du signal en utilisant l'équation (7.2) :

$$\Omega = 2\pi \cdot f_{mec} = 2\pi \frac{f_{el}}{p} \quad (7.2)$$

Avec :

- f_{el} : fréquence électrique de la tension induite ;
- f_{mec} : fréquence mécanique du rotor ;
- p : nombre de paires de pôles du moteur.

La Table (7.1) résume les valeurs de la constante de tension induite des 5 prototypes testés. Les trois moteurs qui ont fait l'objet d'une caractérisation complète sont les numéros 3, 4 et 5. Les deux autres présentent des problèmes dans la mécanique qui empêchent une rotation correcte.

Prototype	Constante de tension induite
N° 1	50.0 $\mu\text{V/s}$
N° 2	37.0 $\mu\text{V/s}$
N° 3	39.0 $\mu\text{V/s}$
N° 4	37.8 $\mu\text{V/s}$
N° 5	37.0 $\mu\text{V/s}$

Table 7.1 – Résumé des valeurs de la constante de tension induite des 5 prototypes caractérisés

La valeur théorique de la constante de tension induite calculée avec le modèle analytique est de 39.4 $\mu\text{V/s}$ pour une magnétisation rémanente (B_r) de l'aimant de 0.85 T et un entrefer de 75 μm . C'est une valeur proche de celle qui a été obtenue lors des essais. La différence s'explique par des facteurs qui ne peuvent pas être connus précisément comme par exemple la valeur réelle de l'entrefer.

7.4 Couple de frottement

Le couple de frottement du système rapporté au rotor est déterminé de façon indirecte à partir d'un essai de *spin-down*. Ce test consiste à accélérer les parties mobiles et à mesurer la décélération du rotor ($\ddot{\alpha}$). En connaissant l'inertie totale ($I_{r,tot}$), le couple de frottement se calcule avec l'équation de Newton :

$$\sum T_f = I_{r,tot} \cdot \ddot{\alpha} \quad (7.3)$$

L'inertie du système rapportée au rotor ($I_{r,tot}$) utilisée dans (7.3) est déterminée à l'aide de :

$$I_{r, tot} = I_r + k_{\Omega}^2 \cdot I_{rc} \quad (7.4)$$

Avec :

- I_r : inertie rotor ($1.381 e^{-10}$ [kg·m²]);
- I_{rc} : inertie roue compteuse ($1.065 e^{-10}$ [kg·m²]);
- k_{Ω} : rapport d'engrènement (0.3).

La charge des prototypes lors de essais en mode moteur est constituée par la roue compteuse. Le couple que le moteur doit créer lorsqu'il est alimenté correspond donc au couple de frottement qui est déterminé avec l'équation (7.3). Si les deux valeurs coïncident, la caractérisation des prototypes pourra être considérée comme correcte.

Nous allons maintenant détailler ces essais qui ont permis de déterminer le couple de frottement total. Les étapes du *spin-down* sont les suivantes :

1. Mise en rotation de la roue compteuse à l'aide de l'air comprimé ;
2. Mesure de la tension induite pendant la décélération du rotor ;
3. Extrapolation du couple de frottement à partir de la tension induite.

La Fig. 7.2 montre la tension induite d'une phase pendant la décélération du rotor. La vitesse de rotation est déterminée en observant les passages par zéro du signal qui sont ensuite utilisés pour calculer la fréquence électrique en fonction du temps. Puis, nous déterminons la vitesse du rotor avec l'équation (7.2).

La Fig. 7.3 montre le graphique de la vitesse de rotation en fonction du temps qui a été obtenue à partir de la tension induite montrée à la Fig. 7.2.

La courbe présentée à la Fig. 7.3 est une extrapolation de celle qui a été calculée à partir des valeurs de la tension induite. Cette astuce sert à éliminer le bruit de mesure avant l'étape de dérivation numérique nécessaire au calcul de la décélération du rotor. Ce bruit a en effet tendance à s'amplifier lors de la dérivation de la vitesse et à perturber les résultats.

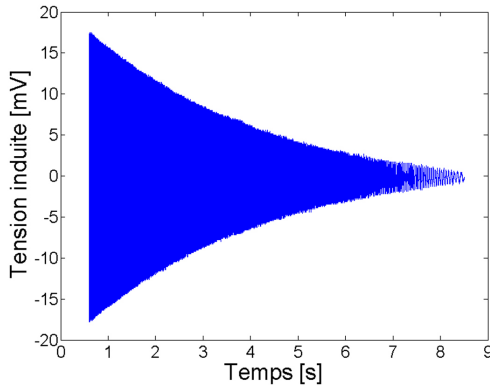


Figure 7.2 – Tension induite d’une phase en fonction du temps lors de la décélération du rotor (prototype n° 4)

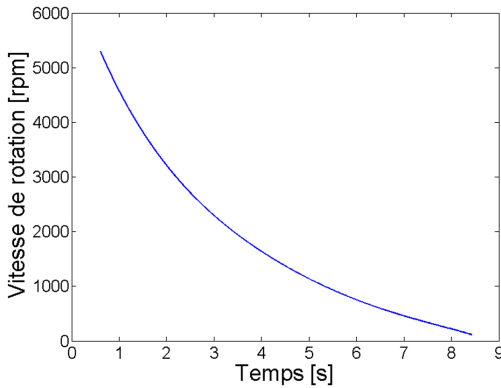


Figure 7.3 – Vitesse du rotor en fonction du temps qui a été obtenue à partir de la tension induite présentée à la Fig. 7.2 (prototype n° 4)

Une fois que la décélération a été déterminée, le couple de frottement rapporté au rotor est calculé avec l’équation (7.3). La Fig. 7.4 montre le résultat en fonction de la vitesse de rotation.

La valeur du couple obtenue pour le prototype numéro 4, dont la caractéristique couple-vitesse est montrée à la Fig. 7.4, est de 3.6 nNm à 300 rpm : la vitesse nominale.

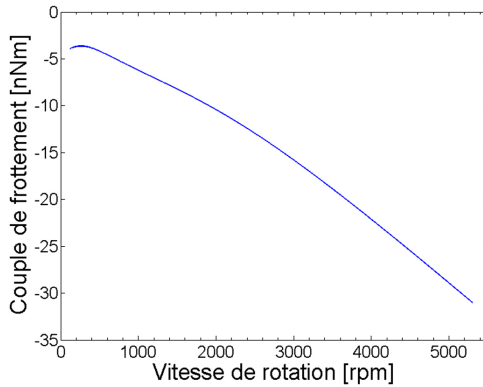


Figure 7.4 – Couple de frottement rapporté au rotor en fonction de la vitesse de rotation (prototype n° 4)

Prototype	Couple de frottement
N° 3	3.5 - 4.0 nNm
N° 4	3.6 nNm
N° 5	3.3 nNm

Table 7.2 – Résumé des valeurs du couple de frottement rapporté au rotor, obtenues par *spin-down*

Les valeurs du couple de frottement présentées à la Table 7.2 sont très faibles et sont garanties grâce à l'emploi de paliers horlogers qui sont normalement utilisés dans les montres mécaniques. Le diamètre du pivot doit être le plus petit possible afin de minimiser le couple de frottement et sa valeur typique est de l'ordre de $80 \mu\text{m}$. Suite à ces faibles dimensions, un choc de 1000g suffirait pour plier le pivot si aucune précaution n'est prise. Pour faire face à cet inconvénient, deux solutions doivent être envisagées. La première consiste à réaliser un arbre moteur ayant des butées qui permettent de compenser les gros chocs. Par contre, pour absorber les chocs moins importants il faut utiliser des éléments supplémentaires appelés antichoc [51], [52]. Ces paliers particuliers ont la double fonction de permettre une rotation avec un frottement très faible et d'absorber les chocs afin de préserver le pivot intact.

Pour conclure, les résultats résumés à la Table 7.2 seront comparés aux valeurs du couple que les moteurs génèrent lors des essais en boucle ouverte. Si les deux valeurs concordent, la méthode utilisée pour la caractérisation des prototypes sera validée ainsi que la qualité des mesures.

7.5 Alimentation en boucle ouverte

Nous allons maintenant décrire les tests réalisés sur les prototypes alimentés en boucle ouverte. C'est le seul type de commande qui permet d'être rapidement implémenté étant donné qu'aucun capteur de position n'est intégré aux stators et que les petites dimensions du système ne permettent pas d'utiliser facilement des capteurs externes. En outre, les techniques d'alimentation sans capteurs ne peuvent pas être rapidement adaptées à ce moteur parce que les tensions induites sont trop faibles pour une mesure correcte de la position du rotor. Nous sommes en effet confrontés à des tensions de l'ordre de quelques millivolts et à des courants de plusieurs dizaines de microampères et les électroniques que nous avons à disposition ne peuvent pas être utilisées avec ces contraintes. Il faudrait développer une commande spécifique mais le temps nécessaire pour cette opération est trop important lorsque le seul but est la caractérisation de prototypes. En outre, le comportement du moteur asservi peut être estimé à partir de la mesure de la constante de tension induite.

Lors de ces essais, le moteur est alimenté en imposant une fréquence électrique qui définit sa vitesse de rotation. Une fois que la vitesse est stabilisée, les tensions et les courants minimaux au maintien de la rotation sont mesurés. À partir de ces grandeurs, nous pouvons déterminer tous les autres paramètres intéressants comme la puissance électrique d'entrée, les pertes Joule, le couple, la puissance mécanique et le rendement.

Avec une alimentation en boucle ouverte, un bilan des puissances précis est difficile à obtenir parce que la mesure du courant et de la tension doit être réalisée à la limite du décrochage. Lorsque cette condition est vérifiée, l'énergie d'entrée est juste suffisante à la création du couple nécessaire à vaincre le couple de frottement et une caractérisation précise est obtenue. Dans

le cas d'une alimentation à fréquence imposée, toute puissance d'entrée en excès est directement perdue et ne contribue pas à la création de puissance mécanique. C'est la raison pour laquelle, le calcul du rendement doit absolument être réalisé à la limite du décrochage.

7.5.1 Banc de mesure

Le moteur est alimenté avec trois signaux sinusoïdaux déphasés de 120° électriques qui sont créés par un générateur de fonctions. Comme montré à la Fig. 7.5, des résistances de précision de $100\ \Omega$ ont été placées entre le générateur de signaux et les phases du moteur.

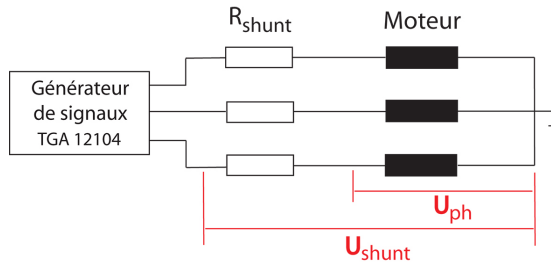


Figure 7.5 – Schéma du banc de mesure utilisé pour la caractérisation des moteurs. Des résistances de shunt sont utilisées pour mesurer le courant de phase

Ces résistances sont utilisées pour la mesure indirecte du courant de phase. L'amplitude de ce signal est trop faible pour pouvoir utiliser une sonde de courant.

Toutes les précautions possibles ont été prises dans le but de réduire au maximum le bruit. C'est la raison pour laquelle la tension de shunt (u_{shunt}) n'est pas mesurée aux bornes de la résistance mais entre la sortie du générateur et le neutre. Un câble coaxial est ainsi utilisé et aucun amplificateur différentiel n'est nécessaire. Pour le calcul du courant, il faut donc déterminer la tension aux bornes de la résistance de shunt en soustrayant la tension de phase (u_{ph}) à la tension de shunt (u_{shunt}) dans le domaine temporel.

7.5.2 Démarche de la caractérisation

Grâce au fait que les impédances des phases sont symétriques, nous pouvons réaliser une caractérisation complète en considérant uniquement deux des trois phases.

Les tensions de phase et de shunt sont mesurées par le biais d'un oscilloscope et exportées dans un logiciel de traitement de données pour être analysées. En partant de ces deux grandeurs, nous pouvons déterminer les paramètres suivants :

- Tension de phase	U_{ph}
- Courant de phase	I_{ph}
- Puissance électrique d'entrée	P_{in}
- Pertes Joule	P_J
- Couple électromagnétique	T_{emag}
- Puissance électromagnétique	P_{emag}
- Rendement	η

La Fig. 7.6 présente un schéma qui explique la démarche suivie pour calculer les grandeurs énumérées ci-dessus.

7.5.3 Résultats de la caractérisation

Les premiers résultats décrivent les caractéristiques des trois prototypes entraînés à la vitesse nominale qui vaut 300 rpm. Les valeurs trouvées pour les paramètres présentés auparavant sont résumées à la Table 7.3.

Grandeur		Unité	N° 3	N° 4	N° 5
Couple de frottement	T_f	nNm	3.5 - 4.0	3.6	3.3
Tension de phase	$U_{ph, rms}$	mV	1.6	1.5	1.6
Courant de phase	$I_{ph, rms}$	μ A	67.31	65.79	65.48
Puissance électrique d'entrée	P_{in}	nW	310.8	270.3	280.3
Pertes Joule	P_J	nW	179.0	168.9	178.9
Puissance électromagnétique	P_{emag}	nW	131.8	101.4	101.4
Couple électromagnétique	T_{emag}	nNm	4.19	3.23	3.23
Rendement	η	%	42.41	37.51	36.17

Table 7.3 – Caractéristiques des prototypes alimentés en boucle ouverte à 300 rpm

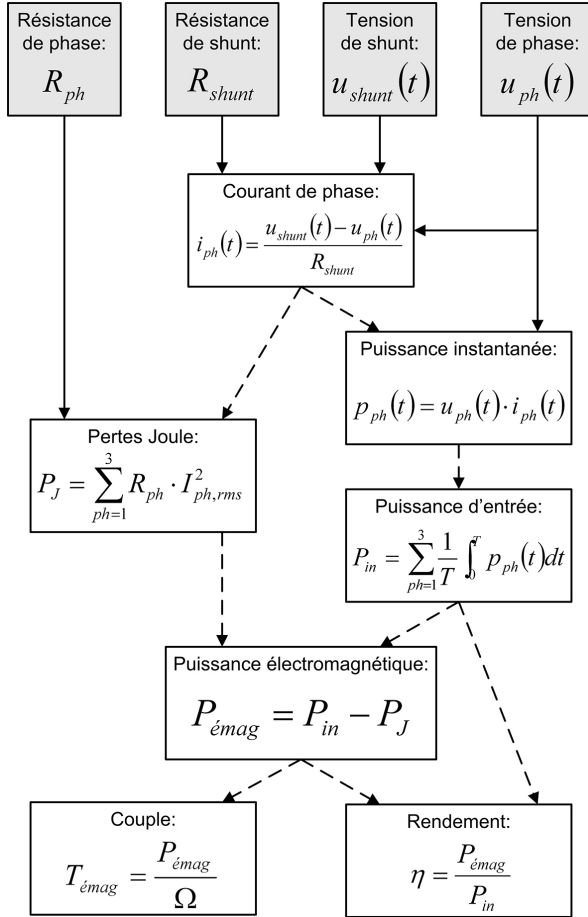


Figure 7.6 – Démarche suivie pour la détermination des caractéristiques du moteur lors des essais en boucle ouverte

Les valeurs du couple généré sont très proches de celles qui ont été obtenues par *spin-down* (Table 7.3). Cette similitude valide la méthodologie suivie pour la caractérisation des prototypes et vérifie la précision des mesures.

La problématique de la réalisation d'une électronique de commande discutée précédemment est mise en évidence par les amplitudes de la tension et du courant qui ont été mesurées : la valeur efficace de la tension vaut 1.6 mV tandis que le courant

est inférieur à $70 \mu\text{A}$.

La puissance électrique d'entrée varie en fonction du couple que le prototype doit créer pour vaincre le frottement mais elle est comprise entre 270 nW et 310 nW, tandis que la puissance de sortie est supérieure à 100 nW. Pour un moteur de ces dimensions et de cet ordre de grandeur de puissances, obtenir des rendements avoisinant 40 % est un très bon résultat.

Dans ce système, les pertes par courants de Foucault sont très réduites étant donné qu'aucune culasse statorique n'est présente et qu'il n'y a pas d'effet réductant. Les pertes par ventilation peuvent aussi être négligées, surtout à ces vitesses. Nous pouvons donc considérer que la puissance électromagnétique correspond à la puissance mécanique de sortie et, par conséquent, que le couple électromagnétique correspond au couple mécanique.

Après la caractérisation des moteurs à la vitesse nominale, nous avons étudié le comportement du prototype numéro 5 à différentes vitesses. Les résultats obtenus sont présentés à la Table 7.4 qui met en évidence les limites d'une étude en boucle ouverte. La première imprécision est observable sur la puissance

Grandeur		Unité	Vitesse de rotation [rpm]			
			150	300	450	600
Couple de frottement	T_f	nNm	-	3.31	3.62	4.18
Tension de phase	$U_{ph, rms}$	mV	1.3	1.6	2.2	2.4
Courant de phase	$I_{ph, rms}$	μA	78.45	65.48	92.45	67.25
Puissance électrique d'entrée	P_{in}	nW	298.4	280.3	533.5	447.6
Pertes Joule	P_J	nW	256.7	178.9	356.5	188.7
Puissance électromagnétique	P_{emag}	nW	41.7	101.4	177.0	258.9
Couple électromagnétique	T_{emag}	nNm	2.65	3.23	3.76	4.12
Rendement	η	%	13.97	36.17	33.17	57.85

Table 7.4 – Caractéristiques du moteur numéro 5 alimenté en boucle ouverte à différentes vitesses

d'entrée nécessaire à l'entraînement du moteur à 150 rpm qui est supérieure à celle requise à 300 rpm même si la puissance

mécanique est inférieure. Ce résultat s'explique par la présence de points durs dans les paliers qui acquièrent de l'importance à basses vitesses. L'énergie cinétique du rotor à 150 rpm est insuffisante pour réussir à les passer sans l'injection d'énergie supplémentaire. Pour éviter le décrochage du moteur, il faut donc une puissance électrique supplémentaire. Etant donné que le système est alimenté en boucle ouverte, la puissance d'entrée ne peut pas être adaptée en fonction des variations de la charge et un surplus d'énergie doit être prévu en permanence. Dans le fonctionnement normal, cette puissance électrique en excès est directement perdue mais, à l'occasion, elle permet de générer un couple supérieur afin d'éviter le décrochage. Cet inconvénient se repercuté sur les pertes Joule qui sont plus importantes à 150 rpm qu'à 300 rpm.

La difficulté d'avoir des mesures précises en boucle ouverte est aussi démontrée avec les résultats obtenus à 450 rpm (Table 7.4). Même après plusieurs essais, nous n'avons pas réussi à être proches du décrochage du moteur. La puissance d'entrée mesurée ne correspond donc pas à la valeur minimale. Le bilan énergétique en est ainsi influencé et le rendement est plus faible qu'à 300 rpm.

L'aspect le plus intéressant de cette étude est la cohérence entre les valeurs du couple de frottement et celles du couple mécanique sur toute la plage de vitesse. Elles ne diffèrent jamais de plus de 4 %.

Les résultats de la Table 7.4 montrent que le rendement augmente avec la vitesse de rotation. D'un côté, ce phénomène s'explique par le fait qu'à haute vitesse les imperfections de la mécanique ont moins d'influence. D'autre part, le couple de frottement n'augmente que faiblement par rapport à la vitesse. Ceci entraîne une augmentation réduite du courant étant donné qu'il est directement proportionnel au couple. Les pertes Joule suivent donc la même tendance tandis que la puissance mécanique augmente proportionnellement à la vitesse. La conséquence de ces tendances se manifeste sous forme d'une augmentation du rendement comme nous l'avons déjà expliqué lors du dimensionnement des moteurs (chapitre 5).

7.6 Extrapolation des caractéristiques en boucle fermée

À partir de la constante de tension induite, nous pouvons extrapoler les performances du moteur lorsqu'il est asservi. Si le système est alimenté en fonction de la position du rotor, ses performances sont accrues et représentent l'optimum. Dans ce cas, le courant est toujours en phase avec la tension induite et le couple généré est maximal.

Les buts de cette extrapolation sont multiples. D'une part, nous pourrions quantifier le gain d'une commande asservie par rapport à une alimentation en boucle ouverte. D'autre part, ces résultats pourront être directement comparés aux valeurs obtenues avec le modèle analytique qui se réfère toujours aux valeurs maximales : lorsque la tension induite et le courant sont en phase.

Le schéma de la Fig. 7.7 est utilisé pour expliquer la démarche suivie pour extrapoler les paramètres caractéristiques du moteur lorsqu'il est asservi. Les variables d'entrée sont la constante de tension induite, la vitesse de rotation et le couple.

Cette étude a été réalisée par rapport au prototype numéro 5. La Table 7.5 permet de comparer les trois méthodes qui ont été utilisées pour déterminer les performances du moteur. Une colonne contient les résultats obtenus avec le modèle analytique, une autre les valeurs mesurées en boucle ouverte et la dernière résume les caractéristiques prévues lors d'un asservissement du moteur.

Idéalement, les résultats du modèle analytique et de l'extrapolation de l'asservissement devraient être égaux vu que les deux décrivent les performances maximales du moteur. Les valeurs résumées à la Table 7.5 démontrent une bonne correspondance. La faible différence est due à la valeur de la constante de tension induite. Dans le modèle analytique, cette constante a été déterminée sur la base de la modélisation de l'aimant permanent, décrite à la section 4.7, tandis que lors de l'extrapolation des caractéristiques en boucle fermée, la valeur de la constante de tension induite utilisée correspond à celle qui a été mesurée lors

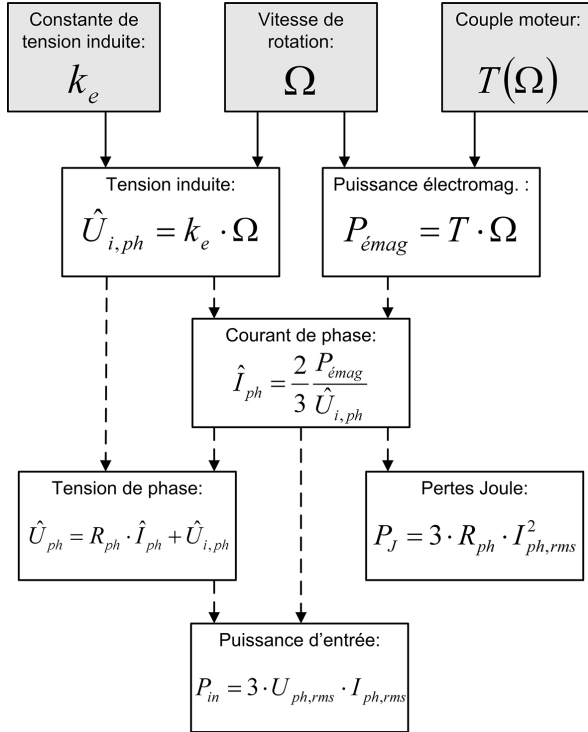


Figure 7.7 – Démarche suivie pour l’extrapolation des caractéristiques du moteur lors d’une commande asservie. Elles ont été calculées en partant de la constante de tension induite déterminée dans les essais précédents

des tests précédents (Table 7.1). Les résultats de cette deuxième méthode devraient donc être encore plus proche de la réalité.

La partie de la Table 7.5 qui mérite d’être discutée est la comparaison entre les mesures en boucle ouverte et les valeurs extrapolées pour un asservissement du moteur. En plus d’avoir un système robuste et difficilement influençable par des perturbations externes, la marge de gain d’un système alimenté en boucle fermée est importante. La puissance électrique d’entrée pourrait être réduite et passer de 280 nW à environ 170 nW. Le rendement passerait de 36 % à 59 % dans le cas le plus favorable. Il faut aussi noter que les différences observées entre ces deux

Grandeur		Unité	Modèle analytique	Boucle ouverte	Boucle fermée
Tension induite	$U_{i,rms}$	mV	0.88	-	0.82
Tension de phase	$U_{ph,rms}$	mV	1.4	1.6	1.4
Courant de phase	$I_{ph,rms}$	μ A	38.61	65.48	41.15
Puissance électrique d'entrée	P_m	nW	156.4	280.3	172.1
Pertes Joule	P_J	nW	54.9	178.9	70.6
Puissance électromagnétique	P_{emag}	nW	101.5	101.4	101.5
Couple électromagnétique	T_{emag}	nNm	3.23	3.23	3.23
Rendement	η	%	64.88	36.17	58.96

Table 7.5 – Caractéristiques du moteur numéro 5 déterminées par rapport à trois méthodes : modèle analytique, mesures en boucle ouverte, extrapolation d'une alimentation en boucle fermée. Ces résultats sont valables pour une vitesse de rotation de 300 rpm

méthodes ne sont pas uniquement dues à l'asservissement mais aussi au fait que les mesures en boucle ouverte ne correspondent pas exactement au minimum énergétique.

7.7 Conclusions

Un des aspects les plus importants obtenus avec la caractérisation des échantillons fonctionnels est la vérification de la partie théorique de cette étude. En comparant les résultats des mesures aux valeurs théoriques, nous avons pu valider le modèle analytique présenté au chapitre 4. Cette étape permet d'affirmer que les performances des moteurs optimisés décrits au chapitre 5 devraient être retrouvés dans la pratique lors de la réalisation de nouveaux prototypes.

Le fait d'avoir caractérisé trois différents prototypes et d'avoir obtenus des résultats similaires a permis de vérifier la qualité lors de la fabrication. Une telle répétabilité peut être obtenue uniquement en maîtrisant les différentes étapes de la réalisation et elle démontre que le procédé de fabrication est fiable.

CHAPITRE 8

Conclusions

La structure de ce rapport permet d'avoir une vue d'ensemble de la méthodologie de conception choisie pour le développement d'un nouveau système. Elle peut être résumée par les trois points suivants :

1. Analyse de l'état technologique actuel ;
2. Modélisation et optimisation ;
3. Vérification pratique des prévisions.

La première partie est fondamentale surtout lorsqu'un nouveau domaine est abordé. Elle permet de déterminer les limites technologiques et de connaître ce qui peut être réalisé, ce qui ne peut pas l'être et ce qui pourrait être envisageable. Nous avons ainsi déterminé que la présence d'un aimant permanent est indispensable pour réaliser un micromoteur performant. De plus, la solution hybride est apparue tout de suite comme étant la meilleure parce que les propriétés des matériaux ferromagnétiques micro-fabriqués sont encore trop faibles par rapport à celles qui caractérisent les matériaux usuels. L'analyse des objectifs du nouveau produit et les limites technologiques actuelles présentées dans l'état de l'art ont permis de choisir la géométrie

du système : un micromoteur synchrone à aimants permanents à flux axial.

La deuxième partie constitue le bloc central de la conception du micromoteur. Il s'agit d'une étude théorique dans laquelle le système est modélisé et dimensionné. C'est dans cette phase que nous avons optimisé le moteur et démontré son potentiel. La configuration optimale compte 9 bobines et 12 pôles magnétiques et elle arrive à fournir le couple nécessaire à l'entraînement de l'aiguille des secondes avec une puissance d'entrée inférieure à 260 nW. Dans ce cas, l'amplitude de la tension induite est faible et ne dépasse pas les 5 mV. Pour avoir une valeur plus grande, la puissance d'entrée doit être plus importante. L'optimisation a montré que la tension induite atteint les 23 mV pour une puissance d'entrée de 500 nW. Ce niveau peut grimper jusqu'à 100 mV si une puissance de 1 μ W est acceptée.

La dernière partie conclut la phase initiale du développement d'un nouveau système. Son but est de vérifier les différents aspects de la conception grâce à la réalisation pratique des premiers échantillons fonctionnels. Leur mise en œuvre permet de vérifier que les caractéristiques dimensionnelles prévues sont envisageables par rapport aux techniques de fabrication choisies et d'identifier les éventuels problèmes. Même si pendant la fabrication nous avons rencontré quelques difficultés, nous pouvons affirmer que le procédé est fiable et que les résultats obtenus sont satisfaisants.

Les essais pratiques confirment les prévisions du modèle analytique. En boucle ouverte les prototypes ont un rendement avoisinant 40 % et ils génèrent un couple entre 3 nNm et 4 nNm avec une puissance d'entrée inférieure à 300 nW. Ces bons résultats valident l'outil de dimensionnement qui a été utilisé et garantissent que les valeurs obtenues pendant l'optimisation sont proches de la réalité.

8.1 Contributions originales

L'originalité de ce travail de recherche peut être résumée par les points suivants :

- *Développement d'un nouveau type de moteur adapté au*

domaine horloger. Les aiguilles des montres à quartz sont entraînées par le moteur Lavet qui a fait l'objet de nombreuses études et optimisations depuis plusieurs dizaines d'années. Il offre donc des performances remarquables et sa mise en œuvre est extrêmement bien maîtrisée. Ce travail propose un nouveau type de moteur capable de satisfaire les contraintes horlogères et qui est conçu avec une nouvelle technologie. Il ouvre donc les portes au développement du successeur du système actuel.

- *Modélisation analytique des aimants permanents multipolaires à flux axial.* La partie innovante consiste en la modélisation du changement d'aimantation entre deux pôles consécutifs. Avec la diminution de la taille des aimants et de la surface des pôles, les zones de transition ne sont plus négligeables et influencent les propriétés magnétiques de l'aimant. Leurs caractéristiques doivent donc être connues afin de les intégrer à la modélisation du système et prévoir de façon plus fidèle les performances réelles du moteur.
- *Procédé de micro-fabrication des stators ayant deux niveaux de cuivre superposés.* Cette étude a permis de développer un processus de fabrication pour la réalisation de micro-bobines avec deux niveaux de cuivre superposés. Ce type d'élément a déjà été présenté dans la littérature mais les aspects innovants de notre approche sont la grande épaisseur des couches et leur intégration dans un micromoteur électromagnétique. Le fait d'être un des composants d'un moteur performant, nécessite des conducteurs avec une grande section et un nombre élevé de spires. La seule solution pour atteindre ces objectifs sur une surface donnée est d'empiler plusieurs niveaux de cuivre épais. Le processus de fabrication proposé satisfait ces contraintes tout en essayant d'être le plus simple possible afin d'augmenter les taux de réussite.
- *Réalisation d'un micromoteur en technologie MEMS à haut rendement.* Les prototypes fabriqués et testés ont montré des excellentes caractéristiques. Par rapport aux systèmes similaires présentés dans la littérature (Chapitre 2), ils ont un bon rendement aussi à faibles vitesses. Normalement,

pour garantir une certaine puissance de sortie lorsque les dimensions diminuent, la tendance est d'augmenter la vitesse de rotation. Le moteur décrit dans cette recherche arrive à fournir une puissance de sortie exploitable pour l'entraînement des aiguilles d'une montre à une vitesse réduite et avec un rendement relativement élevé.

8.2 Perspectives

- *Modélisation généralisée des aimants permanents.* En ayant à disposition toutes les caractéristiques des aimants permanents qui manquaient dans ce travail, il serait intéressant de développer un modèle analytique complet qui puisse prévoir les caractéristiques des aimants à partir de leurs dimensions. Cet outil permettrait de prendre en compte les difficultés liées à la magnétisation de pôles de petite taille directement dans la phase d'optimisation. Cet avantage permettrait de trouver un optimum aussi au niveau des caractéristiques des aimants qui dépendent du compromis entre son induction rémanente, ses dimensions et son nombre de pôles.
- *Optimisation du système complet avec l'électronique.* La suite logique de ce travail est constituée par une étude globale du système en prenant en compte l'électronique de commande déjà pendant la phase de conception du moteur. Le besoin énergétique de la commande dépend en effet des niveaux des signaux d'entrée et de l'amplitude de la tension induite qui est utilisée pour la détermination de la position du rotor. En décrivant sa consommation dans le modèle analytique, un optimum global qui trouve le compromis entre la minimisation de la puissance d'entrée et la maximisation de la tension induite pourrait être déterminé.
- *Développement d'un nouveau moteur et de son électronique de commande.* Avec les connaissances et l'expérience acquises pendant cette étude, il faudrait dimensionner et réaliser un nouveau prototype avec son électronique de commande. Ce serait une étape supplémentaire dans l'optique de développer un système complet intégrable dans

une montre. Le travail actuel démontre en effet que cette voie est prometteuse mais pour une vérification finale il faudrait faire un autre pas en avant avec un entraînement bouclé à une commande.

- *Analyse des procédés de fabrication.* Le processus de fabrication utilisé pour la réalisation des stators a été développé par rapport aux équipements et au savoir-faire du Centre de MicroNanoFabrication (CMi) de l'EPFL. Pour améliorer les performances du moteur, il faudrait se spécialiser sur les différentes étapes dans le but de repousser les limites. Une optimisation de la fabrication pourrait aboutir à une simplification du procédé, à une amélioration des caractéristiques des bobines et à une "industrialisation" de la fabrication. Une étude technologique pourrait donc amener à des importants avantages tant au niveau des performances qu'au niveau de la réalisation.
- *Etude de l'intégration complète en technologie MEMS.* Un autre point qui mérite d'être abordé est l'étude d'une intégration en technologie MEMS du système complet. Actuellement, les caractéristiques limitées des matériaux ferromagnétiques micro-fabriqués empêchent leur utilisation pour un moteur à hautes performances. L'intégration du rotor doit donc attendre les progrès technologiques. Par contre, ce qui serait intéressant d'analyser est une mécanique intégrée. L'idée est de remplacer les paliers horlogers utilisés dans les premiers échantillons fonctionnels par un nouveau système en silicium. L'avantage serait d'avoir un moteur plus compact nécessitant moins d'étapes d'assemblage et de réglage.

Le travail nécessaire au développement et à l'industrialisation d'un nouveau moteur destiné à entraîner les aiguilles d'une montre à quartz est encore long. Cependant, les résultats de l'étude de faisabilité présentés dans ce document montrent que des nouveaux systèmes pourront à terme remplacer le moteur Lavet. Le potentiel des micromoteurs électromagnétiques réalisés en technologie MEMS est énorme et grâce à leurs caractéristiques, ils constituent une alternative viable pour cette application.

Annexes

ANNEXE A

Complément du modèle analytique

Induction magnétique moyenne

La solution de l'équation (4.27) de l'induction magnétique moyenne dans la section S_1 de la bobine schématisée à la Fig. 4.9 est :

$$\begin{aligned} \bar{B}_{S_1} = & - \frac{4 B_r r}{(2n+1)^4 p^3 \pi \gamma e_s \beta_{cond}} \cos \left[\frac{1}{2} (2n+1) (\pi - p\gamma) \right] \cdot \\ & \cdot \frac{e^{-\frac{(2n+1)p(e_a+2\delta)}{r}} \left(-1 + e^{\frac{2(2n+1)pe_a}{r}} \right)}{\left(-1 + \mu_a + e^{\frac{2e_a(2n+1)p}{r}} (1 + \mu_a) \right)} \cdot \\ & \cdot \left(e^{\frac{(2n+1)p(e_a+\delta-e_s)}{r}} - e^{\frac{(2n+1)p(e_a+\delta+e_s)}{r}} \right) \cdot \\ & \cdot (\sin [(2n+1)p\alpha_{2S_1}] - \sin [(2n+1)p\alpha_{1S_1}]) \end{aligned} \tag{A.1}$$

Avec :

– α_{1S_1} : angle définissant la section S_1 (Fig. 4.9)

$$\alpha_{1S_1} = \beta_0 - \frac{\pi}{n_b} \quad (\text{A.2})$$

– α_{2S_1} : angle définissant la section S_1 (Fig. 4.9)

$$\alpha_{2S_1} = \beta_0 - \frac{\pi}{n_b} + \beta_{cond} \quad (\text{A.3})$$

– β_{cond} : largeur angulaire de la section S_1

$$\beta_{cond} = \frac{N_c \cdot l_s + (N_c - 1) \cdot l_i}{\bar{r}_b} \quad (\text{A.4})$$

- β_0 : paramètre angulaire qui définit le centre de chaque bobine ;
- \bar{r}_b : rayon moyen de la bobine ;
- δ : entrefer ;
- e_a : épaisseur de l'aimant permanent ;
- n_b : nombre de bobines ;
- e_s : épaisseur des spires.

L'induction magnétique moyenne dans la section S_2 se calcule avec la même formule (A.1) ; il faut juste remplacer α_{1S_1} et α_{2S_1} avec α_{1S_2} et α_{2S_2} . Ces valeurs sont obtenues avec :

$$\alpha_{1S_2} = \beta_0 + \frac{\pi}{n_b} \quad (\text{A.5})$$

$$\alpha_{2S_2} = \beta_0 + \frac{\pi}{n_b} - \beta_{cond} \quad (\text{A.6})$$

Couple électromagnétique d'une phase

Le couple électromagnétique créé par une phase se calcule selon :

$$\begin{aligned}
 T_{ph} &= \frac{n_b}{m} (T_{demi-bobine S_1} + T_{demi-bobine S_2}) = \\
 &= N_{ph} \left(I_{S_1} \bar{B}_{S_1} |_{\bar{r}} \int_r r dr + I_{S_2} \bar{B}_{S_2} |_{\bar{r}} \int_r r dr \right) = \quad (A.7) \\
 &= N_{ph} I_{ph} \left(\bar{B}_{S_1} |_{\bar{r}} \int_r r dr - \bar{B}_{S_2} |_{\bar{r}} \int_r r dr \right)
 \end{aligned}$$

La solution de l'équation (A.7) est la suivante :

$$\begin{aligned}
 T_{ph} &= \frac{4 B_r I_{ph} N_{ph} (r_{ea} - r_{ia}) \bar{r}_a^2}{(2n+1)^4 p^3 \pi \gamma e_s \beta_{cond}} \cos \left[\frac{1}{2} (2n+1) (\pi - p\gamma) \right] \cdot \\
 &\cdot \frac{e^{-\frac{(2n+1)p(e_a+2\delta)}{\bar{r}_a}} \left(-1 + e^{\frac{2(2n+1)p e_a}{\bar{r}_a}} \right)}{\left(-1 + \mu_a + e^{\frac{2e_a(2n+1)p}{\bar{r}_a}} (1 + \mu_a) \right)} \cdot \\
 &\cdot \left(e^{\frac{(2n+1)p(e_a+\delta-e_s)}{\bar{r}_a}} - e^{\frac{(2n+1)p(e_a+\delta+e_s)}{\bar{r}_a}} \right) \cdot S_{sin} \quad (A.8)
 \end{aligned}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 S_{sin} &= \sin [(2n+1)p \alpha_{1S_1}] + \sin [(2n+1)p \alpha_{1S_2}] \\
 &\quad - \sin [(2n+1)p \alpha_{2S_1}] - \sin [(2n+1)p \alpha_{2S_2}] \quad (A.9)
 \end{aligned}$$

- \bar{r}_a : rayon moyen de l'aimant ;
- I : courant de phase ;
- N_{ph} : nombre de spires par phase ($N \cdot \frac{n_b}{m}$) ;
- r_{ea} : rayon externe de l'aimant ;
- r_{ia} : rayon interne de l'aimant.

Tension induite de phase

La tension induite d'une phase se calcule à l'aide de (4.30). Son expression devient :

$$\begin{aligned}
 U_{i,ph} &= \frac{4 B_r \Omega N_{ph} (r_{ea} - r_{ia}) \bar{r}_a^2}{(2n+1)^4 p^3 \pi \gamma e_s \beta_{cond}} \cos \left[\frac{1}{2} (2n+1) (\pi - p\gamma) \right] \cdot \\
 &\cdot \frac{e^{-\frac{(2n+1)p(e_a+2\delta)}{\bar{r}_a}} \left(-1 + e^{\frac{2(2n+1)p e_a}{\bar{r}_a}} \right)}{\left(-1 + \mu_a + e^{\frac{2e_a(2n+1)p}{\bar{r}_a}} (1 + \mu_a) \right)} \cdot \\
 &\cdot \left(e^{\frac{(2n+1)p(e_a+\delta-e_s)}{\bar{r}_a}} - e^{\frac{(2n+1)p(e_a+\delta+e_s)}{\bar{r}_a}} \right) \cdot S_{sin}
 \end{aligned} \tag{A.10}$$

Avec :

– Ω : vitesse de rotation mécanique [rad/s]

Couple électromagnétique du moteur

Le couple électromagnétique généré par le moteur se calcule à l'aide de (4.32). La première chose à déterminer est donc la valeur de crête de la tension induite. Cette grandeur correspond à l'amplitude de la première harmonique (ou fondamentale) de la tension induite (éq. A.10). Son expression est :

$$\begin{aligned}
 \hat{U}_{i,ph} &= \frac{4 B_r \Omega N_{ph} (r_{ea} - r_{ia}) \bar{r}_a^2}{p^3 \pi \gamma e_s \beta_{cond}} \cos \left[\frac{1}{2} (\pi - p\gamma) \right] \cdot \\
 &\cdot \frac{e^{-\frac{p(e_a+2\delta)}{\bar{r}_a}} \left(-1 + e^{\frac{2p e_a}{\bar{r}_a}} \right)}{\left(-1 + \mu_a + e^{\frac{2e_a p}{\bar{r}_a}} (1 + \mu_a) \right)} \cdot \left(e^{\frac{p(e_a+\delta-e_s)}{\bar{r}_a}} - e^{\frac{p(e_a+\delta+e_s)}{\bar{r}_a}} \right) \cdot \\
 &\cdot (\sin(p\alpha_{1S_1}) + \sin(p\alpha_{1S_2}) - \sin(p\alpha_{2S_1}) - \sin(p\alpha_{2S_2}))
 \end{aligned} \tag{A.11}$$

Finalement, le couple électromagnétique se calcule à l'aide de l'équation suivante :

$$\begin{aligned}
 T_{emag} = & \frac{6 B_r \hat{I}_{ph} N_{ph} (r_{ea} - r_{ia}) \bar{r}_a^2}{p^3 \pi \gamma e_s \beta_{cond}} \cos \left[\frac{1}{2} (\pi - p\gamma) \right] \cdot \\
 & \cdot \frac{e^{-\frac{p(e_a + 2\delta)}{\bar{r}_a}} \left(-1 + e^{\frac{2pe_a}{\bar{r}_a}} \right)}{\left(-1 + \mu_a + e^{\frac{2e_a p}{\bar{r}_a}} (1 + \mu_a) \right)} \cdot \left(e^{\frac{p(e_a + \delta - e_s)}{\bar{r}_a}} - e^{\frac{p(e_a + \delta + e_s)}{\bar{r}_a}} \right) \cdot \\
 & \cdot (\sin(p\alpha_{1S_1}) + \sin(p\alpha_{1S_2}) - \sin(p\alpha_{2S_1}) - \sin(p\alpha_{2S_2}))
 \end{aligned} \tag{A.12}$$

ANNEXE B

Caractéristiques des moteurs optimisés

Cette annexe contient plus de détails sur les résultats de l'optimisation présentée au chapitre 5. Nous allons fournir les dimensions représentatives des différents moteurs en fonction des trois dimensionnements effectués :

- minimisation de la puissance électrique d'entrée avec une tension induite minimale de 5 mV (cf. section 5.3.2) ;
- maximisation de la tension induite pour une puissance d'entrée inférieure à 500 nW (cf. section 5.3.3) ;
- maximisation de la tension induite pour une puissance d'entrée inférieure à 1 μ W (cf. section 5.3.3).

Il faut aussi remarquer que certains paramètres convergent toujours vers la même valeur pendant les différentes optimisations. C'est la raison pour laquelle ils ont été fixés à leur valeur optimale et ne constituent plus des variables à optimiser. La liste de ces grandeurs avec leur valeur respective est donnée à la Table B.1.

- Rayon interne des bobines	r_{ib}	750 μm
- Rayon externe des bobines	r_{eb}	2.5 mm
- Induction magnétique rémanente	B_r	0.9 T
- Epaisseur de la culasse	e_{fe}	150 μm
- Entrefer	δ	75 μm

Table B.1 – Liste des paramètres qui convergent toujours vers la même valeur pendant les différentes optimisations

Minimisation de la puissance d'entrée

La première optimisation a comme objectif de minimiser la puissance d'entrée. Les performances théoriques des moteurs qui ont été obtenues sont résumées à la Table 5.3.

Le complément de ces données est présenté à la Table B.2 qui présente les caractéristiques dimensionnelles suivantes :

- Largeur des spires	l_s
- Nombre de spires par bobine	N
- Rayon interne de l'aimant	r_{ia}
- Rayon externe de l'aimant	r_{ea}
- Epaisseur de l'aimant	e_a

	l_s [μm]	N	r_{ia} [μm]	r_{ea} [mm]	e_a [μm]
3/2	2.9	228	998	2.25	518
3/4	6.9	122	1062	2.19	508
6/4	5.6	76	906	2.34	511
9/6	7.0	44	861	2.39	507
6/8	7.8	66	944	2.31	505
9/8	7.6	42	868	2.38	506
9/12	7.5	50	886	2.36	506

Table B.2 – Caractéristiques dimensionnelles principales des moteurs optimisés afin de minimiser la puissance électrique d'entrée. Tous les moteurs ont une tension induite de 5 mV

Maximisation de la tension induite

Puissance d'entrée maximale de 500 nW

Ces moteurs ont été optimisés afin de maximiser la tension induite mais en garantissant une puissance électrique d'entrée de 500 nW.

Les performances théoriques de ces moteurs sont présentées à la Table 5.4 tandis que leurs caractéristiques sont résumées à la Table B.3.

	l_s [μm]	N	r_{ia} [μm]	r_{ea} [mm]	e_a [μm]
9/6	8.2	36	861	2.39	504
6/8	4.0	132	945	2.31	515
9/8	4.9	66	868	2.38	513
9/12	3.1	118	886	2.36	517

Table B.3 – Caractéristiques dimensionnelles principales des moteurs optimisés afin de maximiser la tension induite. La puissance d'entrée est de 500 nW

Puissance d'entrée maximale de 1 μW

Ces moteurs ont été optimisés afin de maximiser la tension induite mais en garantissant une puissance électrique d'entrée de 1 μW .

Les performances théoriques de ces moteurs sont présentées à la Table 5.5 tandis que leurs caractéristiques sont résumées à la Table B.4.

	l_s [μm]	N	r_{ia} [μm]	r_{ea} [mm]	e_a [μm]
9/6	2.9	100	856	2.39	518
6/8	1.8	292	945	2.30	520
9/8	2.2	146	868	2.38	519
9/12	1.4	262	887	2.36	521

Table B.4 – Caractéristiques dimensionnelles principales des moteurs optimisés afin de maximiser la tension induite. La puissance d'entrée est de 1000 nW









ANNEXE C



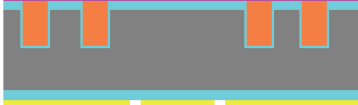





Processus de fabrication






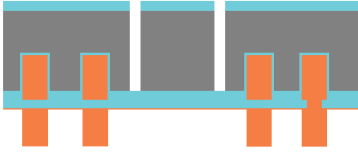

Le processus de fabrication est réalisé au centre de MicroNanoFabrication (CMi) de l'EPFL. Les caractéristiques des wafers utilisées sont :

- Silicium <100> ;
- Diamètre 100 mm ;
- Epaisseur 525 μm ;
- Type p et n ;
- Résistance 0.1 - 100 $\Omega \cdot \text{cm}$.

Le processus de fabrication complet est présenté de suite.

Step	Process description	Cross-section after process
00	Back side polishing Material: SiO ₂ <i>Steag Mecapol E 460</i>	
01	Wet Oxidation Material: SiO ₂ Thickness: 3 μm <i>Centrotherm</i>	
02	Photolithography PR: AZ92xx - 4 μm Mask 1 <i>Rite Track + MA150</i>	
03/04	Dry Etch / Resist strip Material: SiO ₂ Depth: 3 μm <i>STS Multiplex ICP</i>	
05	Dry Etch Material: Si Depth: 25 μm <i>Alcatel 601E</i>	
06	Wet Oxidation Material: SiO ₂ Thickness: 200 nm <i>Centrotherm</i>	
07	Sputtering Material :Ta / Cu Thickness: 100 / 200 nm <i>BAS - 450</i>	
08	Electroplating Material: Cu Thickness: 40 μm <i>Desaules</i>	

09	CMP Material: Cu <i>Steag Mecapol E 460</i>	
10	Sputtering Material: Ta Thickness: 100 nm <i>BAS - 450</i>	
11	Photolithography PR: AZ92xx - 4 μm Mask 2 <i>Rite Track + MA6</i>	
12/13	Dry Etch / Resist strip Material: SiO ₂ Depth : 3 μm <i>Alcatel 601E</i>	
14	Photolithography PR: AZ92xx - 2 μm Mask 3 <i>Rite Track + MA150</i>	
15/16	Dry Etch / Resist strip Material: Ta Depth: 100 nm <i>STS Multiplex ICP</i>	
17	Sputtering Material: SiO ₂ Thickness: 1 μm <i>Spider - 600</i>	
18	Photolithography PR : AZ92xx - 2 μm Mask 4 <i>Rite Track + MA6</i>	

19/20	Dry Etch / Resist strip Material: SiO ₂ Depth: 1 μm <i>STS Multiplex ICP</i>	
21	Sputtering Material: Ti / Cu Thickness: 100 / 200 nm <i>BAS - 450</i>	
22	Photolithography PR: AZ9260 – 27 μm Mask 5 <i>EVG 150</i>	
23	Photoresist activation Time: 5'' - 10'' @ 350W <i>Tepla 300</i> Electroplating Material: Cu Thickness: 25 μm <i>Desaules</i>	
24	Resist strip <i>Coillard Photolitho</i>	
25	Dry Etch back side Material: Si Depth: 500 μm <i>Alcatel 601E</i>	
26	Wet Etch Material: Ti / Cu Depth: 300 nm <i>Prettl, wet bench</i>	

ANNEXE D

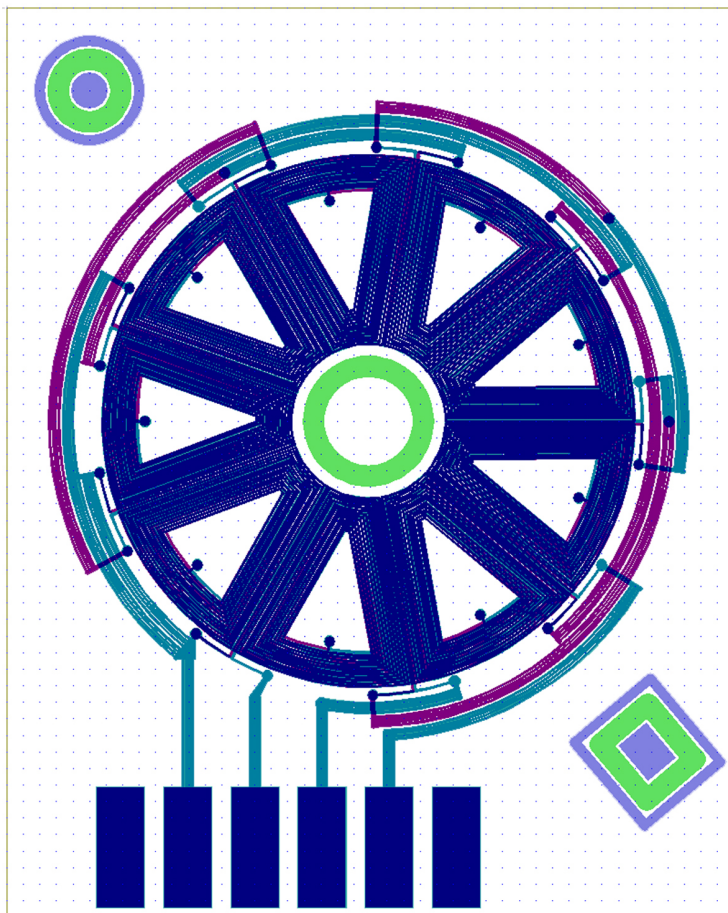
Layout des masques

Cet annexe présente le *layout* des cinq masques qui sont utilisés pendant les étapes de photolithographie présentes dans le processus de fabrication utilisé pour la réalisation des stators. La fonction de chaque masque est expliquée ci-dessous :

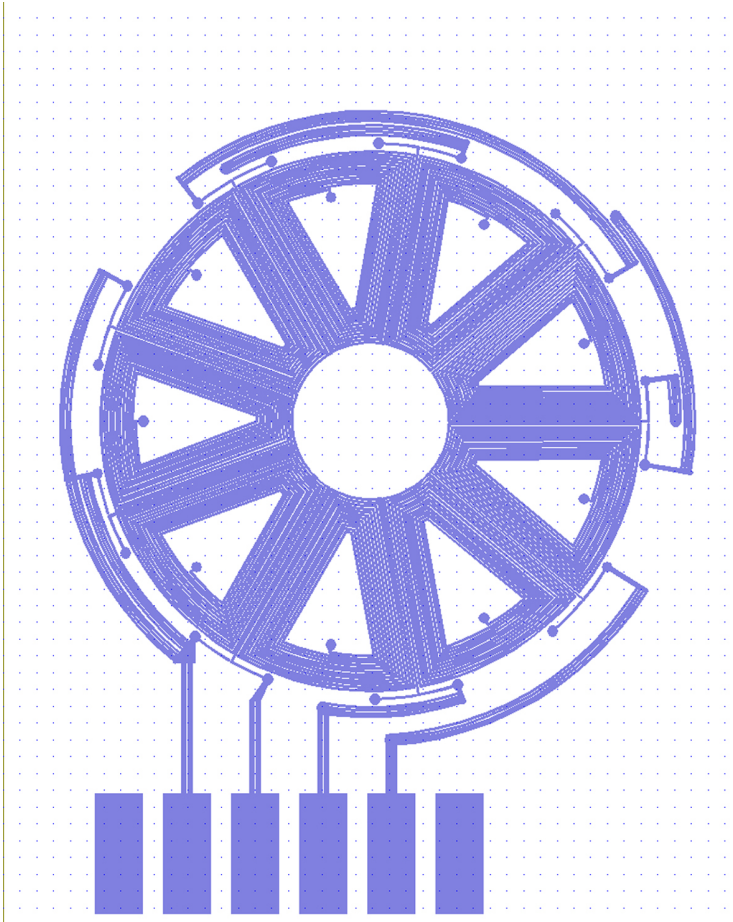
- **Masque n° 1** : structuration du SiO_2 pour la création des cavités qui seront utilisées pour le premier niveau de cuivre (étape 2) ;
- **Masque n° 2** : structuration du SiO_2 de la face arrière du wafer. L'oxyde sera utilisé comme masque rigide lors de la gravure anisotrope de toute l'épaisseur du silicium afin de réaliser les ouvertures pour l'axe du moteur et pour les goupilles de positionnement (étape 11) ;
- **Masque n° 3** : structuration de la fine couche de tantale qui recouvre le cuivre avant la déposition de la couche isolante. Le tantale évite la diffusion du cuivre dans l'oxyde (étape 14) ;
- **Masque n° 4** : structuration de la couche isolante en SiO_2 afin d'ouvrir les points de contact pour la connexion électrique entre les deux couches de cuivre (étape 18) ;
- **Masque n° 5** : structuration de la résine photosensible épaisse utilisée comme moule pour l'électrodéposition du

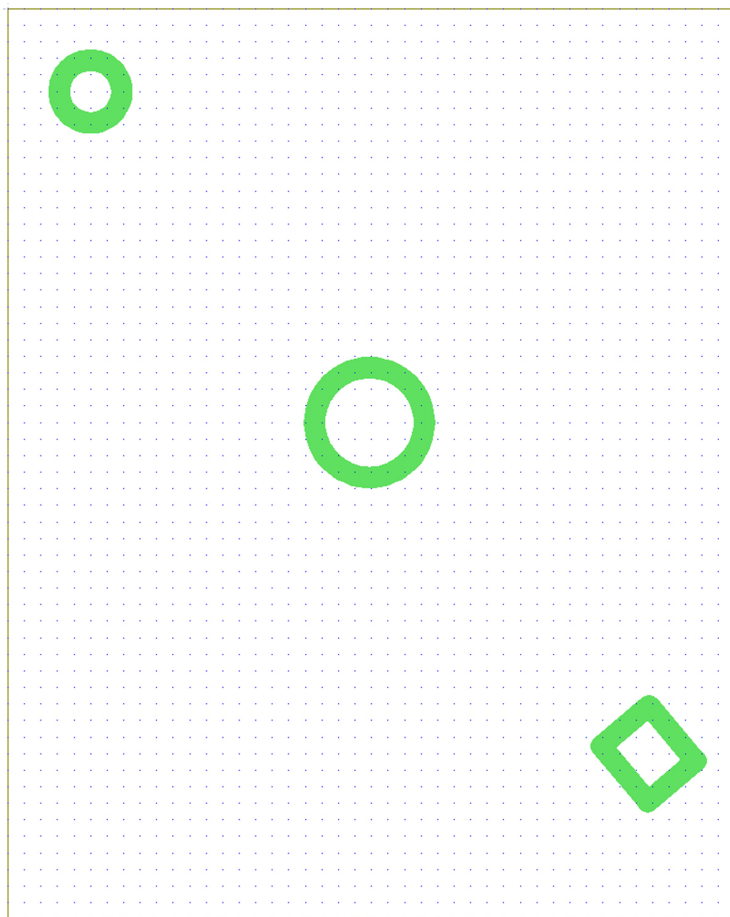
deuxième niveau de cuivre (étape 22).

Masque complet avec les cinq masques superposés

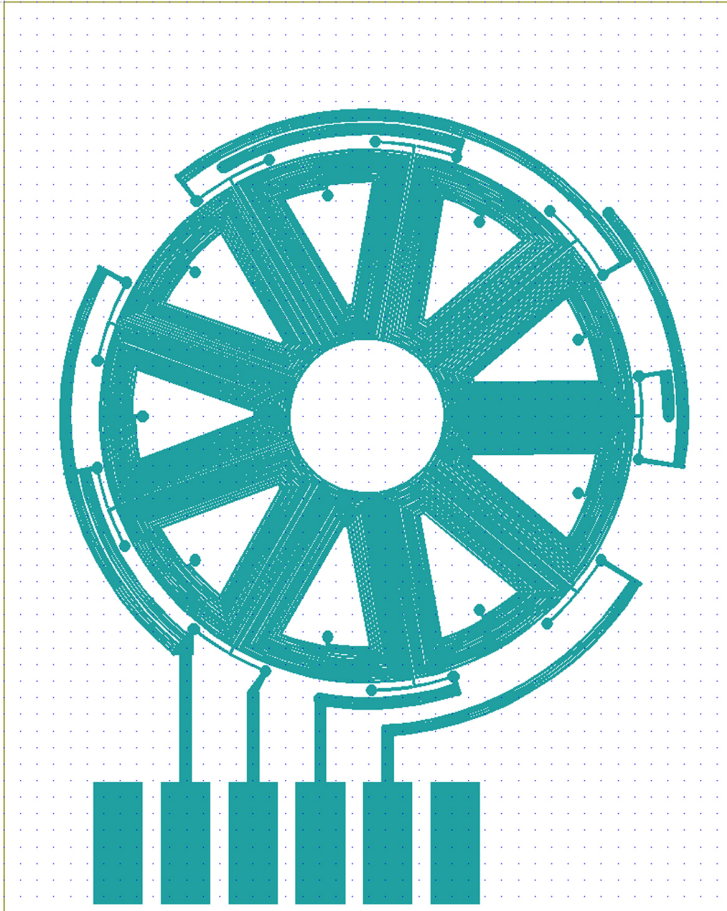


Masque n° 1

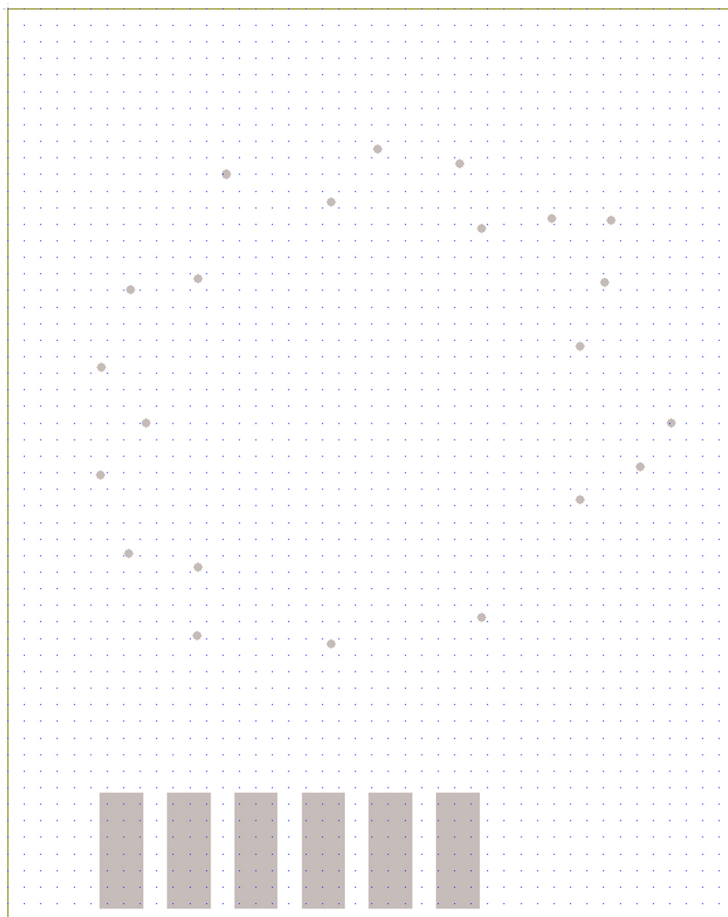


Masque n° 2

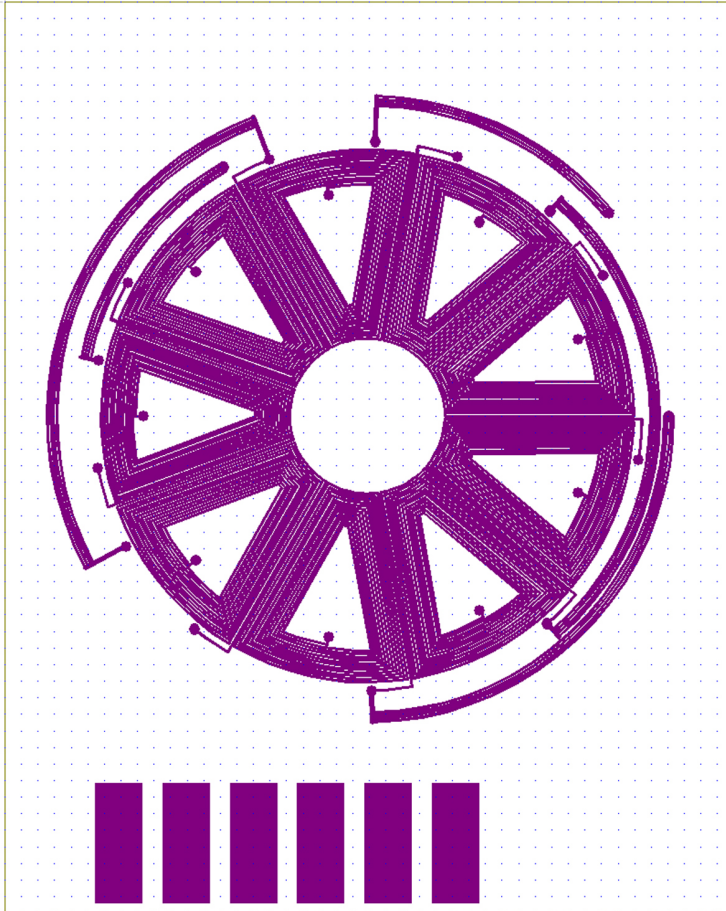
Masque n° 3



Masque n° 4



Masque n° 5



ANNEXE E

Feuille de route

La feuille de route, ou *runcard*, détaille les différentes étapes de la fabrication des stators. C'est un document de travail utilisé en salle blanche lors du processus de fabrication. Elle définit la machine à utiliser pour chaque étape ainsi que le réglage des paramètres principaux comme par exemple l'épaisseur du dépôt visée, le type de résine photosensible choisi ou le temps nécessaire pour réaliser la tâche.

Step N°	Description	Equipment	Program / Parameters	Target	Actual	Remarks
WAFER PREPARATION						
	Stock out	Wafer CMI test	100/P&N/SS/01-100	e=525±25		
BACK SIDE POLISHING						
0	CMP	Z5/ Steag Mecapoli E 460	Pression: 0.78 (5 psi) Vitesse wafer: 90 rpm Vitesse plateau: 90 rpm Slurry: Reclaim ou Back side Pression sous le wafer: 0.10	25 - 30 min		On ramène tous le wafers à 500 um
WET OXIDATION						
1	Wet oxidation	Z3	Effectuée par le staff du CMI les mardis	3 um		Il faut amener les wafer en Z3 le lundi après-midi et envoyer un mail a D. Bouvet et à P. Langlet
PHOTOLITHOGRAPHY - Mask 1						
2	HMDS	Z1/ YES3	Prog. 0			
2.1	AZ 92xx coating	Z1/ Rite Track 88 series	C_AZ92xx_4um_BSRonly	4.0 um		
2.2	PR expose	Z1/ MA150 ou Z6/MA 6	First mask. CP. 10.0 mW/cm2	18 sec		
2.4	PR develop	Z1/ Rite Track 88 series	Dev_AZ92xx_4um_uplo_5um			
2.5						
SIO2 DRY ETCHING						
3	Oxide Dry Etch	Z2/ STS Multiplex ICP	Oxyde, 3 um	13 min		Taux: 0.25 um/min
RESIST STRIP AND CLEANING						
4	Remover 1165	Z6/ WB_PR_Strip	Bath 1 : main remover	5min, 70°C		
4.1	Remover 1165	Z6/ WB_PR_Strip	Bain 2 : clean remover	5min, 70°C		
4.2	Fast fill rinse	Z6/ WB_PR_Strip	DI Rinse			
4.3	Trickle tank	Z6/ WB_PR_Strip	DI Rinse			
4.4	Spin Rinsor Dryer	Z6/ WB_PR_Strip				
4.5	Plasma O2 clean	Z5/Tepla 300	Prog. 04, 4 min @ 500W	4 min		
4.6						
DRIE FRONT SIDE Si						
5	Si Dry Etch	Z2/ Alcatel 601 E	Si_ambient_1, 25 um	3 min 30 sec		Taux: 6 - 9 um/min

6	WET OXIDATION				
6.1	Wet oxidation	Z3	Effectuée par le staff du CMI les mardis	200 nm	Il faut amener les wafer en Z3 le lundi après-midi et envoyer un mail a D. Bouvet et a P. Langlet
7	SPUTTERING SEED LAYER				
7.1	Rf Etch	Z4/ BAS - 450			500V, 5 min
7.2	Ta Deposition	Z4/ BAS - 450	N° de pulse celan: 1000 (B)	100 nm	PI 1.4 kV, Channel 1
			N° de pulse dépôt: 3000 (A)		332 sec
7.3	Cu Deposition	Z4/ BAS - 450	N° de pulse celan: 1000 (A)	200 nm	PI 1.0 kV, Channel 3
			N° de pulse dépôt: 5720 (B)		320 sec
8	Cu ELECTROPLATING				
8.1	Electroplating	Z5/ Desaulles WB	CU HL, 45 um	1h, 13 min	
			Surface S = 65 cm2		
			I = 1,9 A → J = 29 mA/cm2		
			Taux: 37 - 38 um/h		
9	CHEMICAL MECHANOCAL POLISHING				
9.1	CMP	Z5/ Steag Mecapol E 460	Pression: 0.47 (3 ps) - 0.78 (5 psi)	1h, 20min	L'extérieur est poli + vite
			Vitesse wafer: 100		
			Vitesse plateau: 60 (puis 80)		
			Slurry: 1609		
			Pression sous le wafer: 0.10 (0.05)		
10	Ta SPUTTERING				
10.1	Ta Deposition	Z4/ BAS - 450	N° de pulse celan: 1000 (B)	100 nm	PI 1.4 kV, C1, R3
			N° de pulse dépôt: 3000 (A)		320 sec
11	PHOTOLITHOGRAPHY - Mask 2				
11.1	HMDS	Z1/ YES3	Prog. 0		
11.2	AZ 92xx coating	Z1/ Rite Track 88 series	C AZ92xx 4um	4.0 um	
11.3	PR expose	Z6/ MA 6	CP, 10.0 mW/cm2	18 sec	
11.4	PR develop	Z1/ Rite Track 88 series	Dev. AZ92xx, 4um upto .5um		
12	SiO2 DRY ETCHING				
12.1	Oxide Dry Etch	Z2/ Alcatel 601 E	SiO2, 3.2 um	9 min 50 sec	taux: 0.34 um/min

21 SPUTTERING SEED LAYER					
21.1	Ti Deposition	Z4/ BAS - 450	N° de pulse celan: 1600 (B)	100 nm	2 kV, Pression Ar 1.8e-3 (13 ccm Ar)
21.2	Cu Deposition	Z4/ BAS - 450	N° de pulse dépot: 2640 (A) N° de pulse celan: 1000 (A) N° de pulse dépot: 5720 (B)	200 nm	1 kV, Pression Ar 5.3e-3 (33 ccm Ar)
22 PHOTOLITHOGRAPHY - Mask 5					
22.1	AZ 9260 coating	Z6/ EVG 150	Coat. Az9260 30um	30 um	3 wafers par heure
22.2	PR expose	Z6/ MA 6	CP 10.0 mW/cm2	90 sec	4x20" (pause 20") + 1x10"
22.3	PR developpe	Z1/ DV10	Az9260 30um	20 min	
23 Cu ELECTROPLATING					
23.1	Activation résine	Z5/ Tepla 300	Programme 40 @ 350 W	5 sec	
23.2	Electroplating	Z5/ Desaulles WB	CU HL, 25 um	30 min	Faire attention au taux!!
			Surface S = 21.89 cm2		
			I = 400 mA → J = 20 mA/cm2		
			Taux: ~40 um/h		
24 RESIST STRIP					
24.1	Remover 1165	Z6/ WB PR Strip	Bath 1 : main remover	5min, 70°C	
24.2	Remover 1165	Z6/ WB PR Strip	Bain 2 : clean remover	5min, 70°C	
24.3	Fast fill rinse	Z6/ WB PR Strip	DI Rinse		
24.4	Trickle tank	Z6/ WB PR Strip	DI Rinse		
24.5	Spin Rinser Dryer	Z6/ WB PR Strip			
25 DRIE FRONT SIDE Si					
25.1	Si Dry Etch	Z2/ Alcatel 601 E	Si, ambiante, 2.500 um	52 min	Taux: 10 um/min
26 SEED LAYER WET ETCH					
26.1	Cu Etch	Z5/ Prettl, wet bench	Solution: Cu etch, 100 nm/min	5 min	
26.2	Ti Etch	Z2/ Plade metal	Solution: Ti etch	1 min	Même moins

ANNEXE F

Liste des symboles

A, \vec{A}	Potentiel vecteur	[Vs/m]
a	Demi-largeur du pôle de l'aimant sans la zone de transition	[m]
a_0, a_n	Coefficients de la série de Fourier	
B, \vec{B}	Induction magnétique	[T]
B_r	Induction magnétique rémanente	[T]
B_{S_1}	Induction magnétique moyenne dans la section S_1 des bobines	[T]
B_{S_2}	Induction magnétique moyenne dans la section S_2 des bobines	[T]
B_{sat}	Induction magnétique de saturation	[T]
B_δ	Induction magnétique dans l'entrefer	[T]
b_n	Coefficient de la série de Fourier	
C_{1n}	Coefficient du potentiel vecteur	
C_{2n}	Coefficient du potentiel vecteur	
C_{3n}	Coefficient du potentiel vecteur	
C_{4n}	Coefficient du potentiel vecteur	

e	épaisseur	[m]
e_a	épaisseur de l'aimant	[m]
e_{fe}	épaisseur de la culasse	[m]
e_s	épaisseur des spires	[m]
F	Force	[N]
F_{a-a}	Force interaction aimant-aimant	[N]
F_{c-a}	Force interaction courant-aimant	[N]
F_{c-c}	Force interaction courant-courant	[N]
F_V	Force volumique	[N/m ³]
FF_i	Facteur de forme de l'isolant	
FF_s	Facteur de forme de la spire	
f_{el}	Fréquence électrique	[Hz]
f_{mec}	Fréquence mécanique	[Hz]
H, \vec{H}	Champ magnétique	[A/m]
I, i	Courant	[A]
I_{ph}, i_{ph}	Courant de phase	[A]
I_r	Inertie du rotor	[kg · m ²]
I_{rc}	Inertie de la roue compteuse	[kg · m ²]
$I_{r,tot}$	Inertie totale rapportée au rotor	[kg · m ²]
J	Densité de courant	[A/m ²]
J_0, \vec{J}_0	Amplitude de la densité de courant équivalente lors de la modélisation des aimants permanents	[A/m ²]
J_a	Densité de courant équivalente	[A/m ²]
K_0, K_1	Constantes du potentiel vecteur	
k_h	Facteur d'homothétie	
k_{cu}	Facteur de remplissage	
k_e	Constante de tension induite	[V·s/rad]
k_i	Constante liant le courant au couple	
k_Ω	Rapport d'engrènement	
L	Inductance	[H]
l	Longueur, largeur	[m]
\bar{l}	Longueur moyenne d'une spire	[m]
l_b	Largeur des côtés d'une bobine	[m]
l_i	Largeur de l'isolation entre les spires	[m]

l_{ph}	Longueur du conducteur d'une phase	[m]
l_s	Largeur de la spire	[m]
l_{ZT}	Largeur des zones de transition (coord. cartésiennes)	[m]
M, \vec{M}	Aimantation	[A/m]
m	Nombre de phases	
N	Nombre de spires par bobine	
N_c	Nombre de spires par couche	
N_{ph}	Nombre de spires par phase	
n	Nombre entier positif	
n_b	Nombre de bobines au stator	
n_c	Nombre de couches de spires	
P	Puissance	[W]
P_{emag}	Puissance électromagnétique	[W]
P_{in}	Puissance électrique d'entrée	[W]
P_J	Pertes Joule	[W]
$P_{J,V}$	Pertes Joule volumiques	[W]
P_{mec}	Puissance mécanique	[W]
p	Nombre de paires de pôles	
R_{ph}	Résistance de phase	[Ω]
R_{shunt}	Résistance de shunt	[Ω]
r	Rayon	[m]
\bar{r}_a	Rayon moyen de l'aimant permanent	[m]
\bar{r}_b	Rayon moyen des bobines	[m]
r_{ea}	Rayon externe des aimants permanents	[m]
r_{eb}	Rayon externe des bobines	[m]
r_{ia}	Rayon interne des aimants permanents	[m]
r_{ib}	Rayon interne des bobines	[m]
r_{fe}	Rayon de la culasse	[m]
S	Surface	[m ²]
S_1, S_2	Sections des deux parties actives des bobines	[m ²]
S_b	Surface de la section brute des bobines	[m ²]
S_{cu}	Surface totale de la section de cuivre	[m ²]
S_s	Surface de la section d'une spire	[m ²]
s	Demi-largeur d'un pôle des aimants	[m]

T	Couple	[Nm]
T_{emag}	Couple électromagnétique	[Nm]
T_f	Couple de frottement	[Nm]
T_{mec}	Couple mécanique	[Nm]
T_{ph}	Couple électromagnétique d'une phase	[Nm]
T_{sec}	Couple à l'aiguille des secondes	[Nm]
U, u	Tension	[V]
U_{ph}, u_{ph}	Tension de phase	[V]
U_i, u_i	Tension induite	[V]
v	Vitesse de rotation (tours par minute)	[rpm]
v_N	Vitesse de rotation nominale	[rpm]
z_{1S_1}, z_{2S_1}	Variable définissant verticalement la section S_1 des bobines	[m]
z_{1S_2}, z_{2S_2}	Variable définissant verticalement la section S_2 des bobines	[m]
α	Angle du système de coordonnées cylindriques	[rad]
$\alpha_{1S_1}, \alpha_{2S_1}$	Variable définissant angulairement la section S_1 des bobines	[rad]
$\alpha_{1S_2}, \alpha_{2S_2}$	Variable définissant angulairement la section S_2 des bobines	[rad]
β	Demie-largeur des bobines	[rad]
β_{cond}	Largeur angulaire des côtés d'une bobine	[rad]
γ	Largeur des zones de transition (coord. cylindriques)	[rad]
δ	Entrefer	[m]
η	Rendement	[%]
Θ	Potentiel magnétique	[A]
Θ_a	Potentiel magnétique de l'aimant	[A]
Θ_b	Potentiel magnétique de la bobine	[A]
Λ	Perméance magnétique	[H]
Λ_a	Perméance propre de l'aimant	[H]
Λ_{ab}	Perméance mutuelle aimant - bobine	[H]
Λ_b	Perméance propre de la bobine	[H]

μ	Perméabilité magnétique	[H/m]
μ_0	Perméabilité magnétique du vide	[H/m]
μ_a	Perméabilité relative de l'aimant	
μ_{fe}	Perméabilité relative du fer	
μ_I	Perméabilité magnétique du fer	[H/m]
μ_{II}	Perméabilité magnétique des aimant	[H/m]
μ_{III}	Perméabilité magnétique de l'air	[H/m]
ρ_{cu}	Resistivité du cuivre	[$\Omega \cdot m$]
Ω	Vitesse de rotation	[rad/s]

Indices :

a	Aimant
b	Bobine
c	Couche
e	Extérieur, externe
f	Frottement
fe	Relatif au fer ou à la culasse
i	Intérieur, interne
i	Isolant
ph	Phase
rms	Efficace
s	Spire
sec	Secondes
ZT	Zones de transition
δ	Entrefer

Bibliographie

- [1] N. Chevaux, S. Mikhailov, and D. Flageolet, “Les nouvelles technologies appliquées aux performances horlogères,” *13e Congrès International de Chronométrie*, pp. 31 – 35, Septembre 2007.
- [2] S. Jeanneret, A. Domann, and N. De Rooij, “Procédés de micro-fabrication avec application horlogère, développements récents,” *Actes de la 12e journée d’études de la Société Suisse de Chronométrie*, pp. 9 – 11, 2008.
- [3] O. Cugat, *Micro-actionneurs électromagnétiques - MAG-MAS*, Lavoisier, Ed. Hermès Science, 2002, iSBN 2-7462-0449-5.
- [4] T. Hirano, T. Furuhashi, K. Gabriel, and H. Fujita, “Design, fabrication, and operation of submicron gap comb-drive microactuators,” *Journal of Microelectromechanical Systems, JMEMS*, vol. 1, pp. 52–59, 1992.
- [5] K. Hameyer and R. Belmans, “Design of very small electromagnetic and electrostatic micro motors,” *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 14, pp. 1241–1246, 1999.
- [6] W. Trimmer, “Microrobots and micromechanical systems,” *Sensors and Actuators*, vol. 19, pp. 267–287, 1989.
- [7] Y. Shinozawa, T. Abe, and T. Kondo, “A proportional microvalve using a bi-stable magnetic actuator,” *IEEE MEMS '97, Proceedings*, pp. 233–237, 1997.

- [8] K. Drexler, *Nanosystems, Molecular Machinery, Manufacturing and Computation*. John Wiley & Sons, Inc., 1999.
- [9] J. H. Lang, M. F. Schlecht, and R. T. Howe, "Electric micromotors : electromechanical characteristics," *IEEE Proceedings of Micro Robots Teleoperators Workshop*, 1987.
- [10] S. F. Bart, T. A. Lober, R. T. Howe, J. H. Lang, and M. F. Schlecht, "Design considerations for micromachined electric actuators," *Sensors and Actuators*, vol. 14, pp. 269–292, 1998.
- [11] S. Jacobsen, R. Price, J. Wood, T. Rytting, and M. Rafae-
lof, "The wobble motor : design, fabrication and testing
of aneccentric-motion electrostatic microactuator," *IEEE
Proceedings of Robotics and Automation Conference*, pp.
1536–1546, 1998.
- [12] M. Wautelet, "Scaling laws in the macro-, micro- and nano-
worlds," *European Journal of Physics*, vol. 22, pp. 601–611,
2001.
- [13] I. J. Busch-Vishniac, "The case for magnetically driven mi-
croactuators," *Sensors and Actuators A*, vol. 33, pp. 207–
220, 1992.
- [14] M. Jufer, *Traité d'électricité, Electromécanique*. PPUR,
1998, vol. IX.
- [15] B. Wagner and W. Benecke, "Microfabricated actuator with
moving permanent magnet," *IEEE MEMS '91, Proceedings*,
pp. 27–32, 1991.
- [16] B. Wagner, M. Kreutzer, and W. Benecke, "Permanent ma-
gnet micromotors on silicon substrates," *Journal of Microe-
lectromechanical Systems, JMEMS*, vol. 2, no. 1, pp. 23–29,
March 1993.
- [17] J. W. Judy and R. S. Muller, "Magnetically actuated, adres-
sable microstructures," *Journal of Microelectromechanical
Systems, JMEMS*, vol. 6, no. 3, 1997.
- [18] M. Ruan, J. Shen, and C. B. Wheeler, "Latching microma-
gnetic relays," *Journal of Microelectromechanical Systems,
JMEMS*, vol. 10, no. 4, 2001.
- [19] G. Gray Jr., E. M. Prophet, L. Zhu, and P. A. Kohl, "Ma-
gnetically bistable actuator. part 2. fabrication and perfor-
mance," *Sensors and Actuators A*, pp. 502–511, 2005.

- [20] C. Liu, T. Taso, Y.-C. Tai, and C.-M. Ho, "Surface micro-machined magnetic actuators," *IEEE MEMS '94, Proceedings*, pp. 57–62, 1994.
- [21] E. Fullin, J. Gobet, H. Tilmans, and J. Bergqvist, "A new basic technology for magnetic micro-actuators," *IEEE MEMS '98, Proceedings*, 1998.
- [22] D. Sadler, T. Liakopoulos, and C. Ahn, "A universal electromagnetic microactuator using magnetic interconnection concepts," *Journal of Microelectromechanical Systems, JMEMS*, vol. 9, no. 4, 2000.
- [23] H. Ahn, Chong and M. G. Allen, "A fully integrated surface micromachined magnetic microactuator with a multilevel meander magnetic core," *Journal of Microelectromechanical Systems, JMEMS*, vol. 2, no. 1, 1993.
- [24] C. Ahn, Y. Kim, and M. Allen, "A planar variable reluctance magnetic micromotor with fully integrated stator and coils," *Journal of Microelectromechanical Systems, JMEMS*, vol. 2, no. 4, pp. 165 – 173, 1993.
- [25] W. Taylor, O. Brand, and M. Allen, "Fully integrated magnetically actuated micromachined relays," *Journal of Microelectromechanical Systems, JMEMS*, vol. 7, no. 2, 1998.
- [26] H. Ren and E. Gerhard, "Design and fabrication of a current-pulse-excited bistable magnetic microactuator," *Sensors and Actuators A*, pp. 259–264, 1997.
- [27] S. Schonhardt, J. Korvink, J. Mohr, U. Hollenbach, and U. Wallrabe, "Optimization of an electromagnetic comb drive actuator," *Sensors and actuators A*, pp. 212–217, 2009.
- [28] J. Klein and H. Guckel, "High winding density micro coils for magnetic actuators," *Microsystem Technologies 4*, pp. 172–175, 1998.
- [29] J. Wright, Y.-C. Tai, and S.-C. Chang, "A large-force, fully-integrated mems magnetic actuator," *Transducers '97, Int. Conf. on Solid-State Sensor and Actuators*, 1997.
- [30] H. Cho and C. Ahn, "A bidirectional magnetic microactuator using electroplated permanent magnet arrays," *Journal of Microelectromechanical Systems, JMEMS*, vol. 11, no. 1, 2002.

- [31] K. Vollmers, R. Anderson, B. Nelson, and J. Pepin, "High strength rare earth-iron-boron printed magnets used in a long throw-high force electromagnetic actuator with micro-fabricated coils," *IEEE MEMS '03, Proceedings*, pp. 60–63, 2003.
- [32] S. Guan and B. Nelson, "Magnetic composite electroplating for depositing micromagnets," *Journal of Microelectromechanical Systems, JMEMS*, vol. 15, no. 2, pp. 330–337, April 2006.
- [33] S. Schonhardt, J. Korvink, J. Mohr, U. Hollenbach, and U. Wallrabe, "Magnetic comb drive actuator," *IEEE MEMS'08, Proceedings*, pp. 479–482, 2008.
- [34] H. Guckel, T. Christenson, K. Skrois, T. Jung, J. Klein, K. Hartojo, and I. Widjaja, "A first functional current excited planar rotational magnetic micromotor," *IEEE MEMS '93, Proceedings*, pp. 7–11, 1993.
- [35] N. Achotte, P.-A. Gilles, O. Cugat, J. Delamare, P. Gaud, and C. Dieppedale, "Planar brushless magnetic micromotors," *Journal of Microelectromechanical Systems, JMEMS*, vol. 15, no. 4, pp. 1001–1014, August 2006.
- [36] D. Arnold, S. Das, F. Cros, I. Zana, M. Allen, and J. Lang, "Magnetic induction machines integrated into bulk-micromachined silicon," *Journal of Microelectromechanical Systems, JMEMS*, vol. 15, no. 2, pp. 406–414, April 2006.
- [37] F. Cros, H. Koser, M. Allen, and J. Lang, "Magnetic induction micromachine - part ii : fabrication and testing," *Journal of Microelectromechanical Systems, JMEMS*, vol. 15, no. 2, pp. 427–439, April 2006.
- [38] H. Koser and J. Lang, "Magnetic induction micromachine - part i : Design and analysis," *Journal of Microelectromechanical Systems, JMEMS*, vol. 15, no. 2, pp. 415–426, April 2006.
- [39] M. Grosjean, "Conception des micromoteurs pas à pas," Ph.D. dissertation, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL), 1981.
- [40] *SilMach SA*, consultation août 2010. [Online]. Available : <http://www.silmach.com/index.html>

- [41] G. E. P. Box, W. G. Hunter, and H. J. S., *Statistics for experimenters*. John Wiley & Sons, 1978.
- [42] B. H. Gunter, “How statistical design concepts can improve experimentation in the physical science,” *Computers in physics*, vol. 7, no. 3, pp. 262 – 272, May / Juin 1993.
- [43] B. Hague, *The principles of Electromagnetism Applied to Electrical Machines*. New York : Dover, 1962.
- [44] G. Lemarquand, S. Lemarquand, V. Babic, and C. Akyel, “Magnetic field created by thin wall solenoids and axially magnetized cylindrical permanent magnets,” *PIERS Proceedings*, pp. 614–618, 2009.
- [45] N. Boules, “Prediction of no-load flux density distribution in permanent magnet machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-21, no. 4, pp. 633–643, May/June 1985.
- [46] M. Lakehal, “Modèles à éléments localisés et méthode des éléments finis en électromécanique,” Ph.D. dissertation, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL), 1985.
- [47] *Flux 3D*, Cedrat, consultation janvier 2010. [Online]. Available : <http://www.cedrat.com/index.html>
- [48] *Pro@Design Optimization Software*, consultation août 2010. [Online]. Available : <http://www.designprocessing.com>
- [49] M. Markovic and Y. Perriard, “Optimization design of a segmented halbach permanent-magnet motor using an analytical model,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 7, pp. 2955–2960, July 2009.
- [50] P. Ragot, “Modélisation analytique multiphysique pour la conception optimale de moteurs synchrones à aimants permanents,” Ph.D. dissertation, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL), 2008.
- [51] *Incabloc SA*, consultation août 2010. [Online]. Available : <http://www.incabloc.ch/>
- [52] *Kif Parechoc*, consultation août 2010. [Online]. Available : <http://www.kif-parechoc.ch/>

Curriculum Vitæ

Nom : Merzaghi
Prénom : Sebastiano
Date de naissance : 30.10.1981
Nationalité : Suisse
Etat civil : Célibataire

Formation

2006-2010 Doctorant au Laboratoire d'Actionneurs Intégrés de l'EPFL
2000-2006 Etudes pour l'obtention du Master ès Science en microtechnique à l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL)

Publications

S. Merzaghi, C. Koechi, Y. Perriard. "Development of a hybrid MEMS BLDC micromotor". *IEEE Transaction on Industry Applications* (à paraître, accepté en avril 2010)

C. Koechi, S. Merzaghi, Y. Perriard. "Modeling and design of a hybrid MEMS motor". *Proceedings of the XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Rome, Italy, 2010.

S. Merzaghi, C. Koechi, Y. Perriard. "Development of a hybrid MEMS BLDC micromotor". *Proceedings of the 1st IEEE Energy*

Conversion Congress and Exposition (ECCE), San José, USA, 2009.

S. Merzaghi, P. Meyer, Y. Perriard. "Development of planar microcoils for an electromagnetic linear actuator fabricated in batch-type wafer technology". *Proceedings of the 43. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, Edmonton, Canada, 2008.

S. Merzaghi, I. Stefanini, M. Markovic, Y. Perriard. "Optimization of a biomedical actuator for implantable continuous glucose monitoring". *Proceedings of the 42. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, New Orleans, USA, 2007.