



HAL
open science

Conception, optimisation et dimensionnement d'un micromoteur planaires à aimants permanent pour drones miniatures en vol stationnaire

Nicolas Achotte

► **To cite this version:**

Nicolas Achotte. Conception, optimisation et dimensionnement d'un micromoteur planaires à aimants permanent pour drones miniatures en vol stationnaire. Autre. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2005. Français. NNT: . tel-00011517

HAL Id: tel-00011517

<https://theses.hal.science/tel-00011517>

Submitted on 1 Feb 2006

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

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

UNIVERSITE JOSEPH FOURIER – GRENOBLE I

N° attribué par la bibliothèque

|_|_|_|_|_|_|_|_|_|

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE JOSEPH FOURIER

Spécialité : « Physique »

préparée au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble
présentée et soutenue publiquement

par

Nicolas ACHOTTE

le 30 septembre 2005

Titre :

**Conception, optimisation et dimensionnement
de moteurs planaires à aimants permanents
pour drones miniatures en vol stationnaire**

Directeur de thèse : Jérôme Delamare

Co-encadrant : Orphée Cugat

Jury

Laurent Nicolas,
Hannes Bleuler,
Xavier Grison,
Skandar Basrour,
Jérôme Delamare,
Orphée Cugat,

rapporteur
rapporteur
examinateur
examinateur
encadrant
encadrant

REMERCIEMENTS

Je souhaiterais en premier lieu remercier Marcel Ivanès qui est à l'origine du projet et qui a toujours su garder un œil sur son bon déroulement depuis les salles de conférence de la Grande Motte. En parallèle, je remercie la Délégation Générale à l'Armement qui, par l'intermédiaire de l'intérêt porté par Michel Amiet, a financé cette thèse.

Merci aux membres du jury : Laurent Nicolas pour avoir présidé le jury et pour avoir été un des rapporteurs avec Hannes Bleuler, merci à Skandar Basrou, et à Xavier Grison de la DGA pour son suivi tout au long de la thèse. Je n'oublie pas les membres les plus importants dans l'accomplissement de cette thèse : Jérôme Delamare et Orphée Cugat.

Au-delà de leur rôle initial de directeur de thèse, ils ont été présents pendant ces 3 ans et 6 mois pour qu'aussi bien le stage que la thèse se déroule dans les meilleures conditions possibles, pas seulement matériellement, mais aussi humainement ! L'ambiance et la bonne humeur qui régnaient dans l'équipe sont en grande partie responsable de l'aboutissement de ce travail. Merci donc aux différents microns : Jiri El Tcheko et Jérôme les indus, Hervé le néo-savoyno-irlandais, Hynek, Arnaud, Lalao Rakotoquelquechose, Hichem, Fred, Christian le néo-micron, et aussi Gilbert et Guylaine.

A ceux-ci, on peut rajouter tous ceux qui ont partagé nos MIAMS et repas et ont fait avancer les débats : Alban, Yvan, Olivier, Nataliya, Diana, Jean-Christophe ou les 1001 conseils pour habiter à la campagne et préserver l'environnement, et sûrement d'autres personnes encore...

Je tiens à remercier aussi les différentes équipes du LEG qui étaient présentes tout au long de cette thèse : l'administration et tout particulièrement Jacqueline Delaye et ses trois devis, le service informatique, l'atelier d'électronique, l'atelier mécanique avec mention spéciale à Djidji qui ne s'étonnait plus de nous voir arriver le vendredi soir à 17 h 00 pour tourner une pièce, et Frédéric Wurtz, Benoît Delinchant et Bertrand Du Peloux de l'équipe CDI pour leur aide dans l'optimisation.

Je n'oublie pas les différents thésards côtoyés pendant ces 3 ans dont Bruno, Thierry, Manuela, Gareth, CCM, Gilles et Christophe, et ni non plus mes coéquipiers de foot du jeudi midi dont Stéphane, Orphée, Joël, Jiri, Yvon, Aktham, Nikola, Laurent et nos valeureux adversaires du LIS.

Grand merci aussi à Hervé, Sandrine, Olivier, Nolwenn, Bruno, Aurélie, Jiri pour toutes ces soirées passées et ces bons moments partagés.

Enfin, mes derniers remerciements iront à toute ma famille qui m'a permis d'en arriver là et encore grand merci à eux pour leur présence à ma soutenance et la préparation du pot qui a suivi.

Last but not the least, je remercie Sandra de son soutien moral et affectif depuis toutes ces années, même si on pouvait croire que c'était l'inverse.

TABLE DES MATIERES

TABLE DES MATIERES.....	7
INTRODUCTION.....	9
CHAPITRE I : Etat de l'art des drones.....	15
I. 1. L'évolution des drones au fil du temps... et des guerres.....	15
I. 1.1. Prémices des premiers drones.....	15
I. 1.2. L'entre-deux guerres.....	16
I. 1.3. La guerre froide.....	16
I. 1.4. La guerre du Vietnam.....	17
I. 1.5. Les années 1980 et le rôle d'Israël.....	17
I. 1.6. Les années 1990.....	18
I. 2. Classification des drones.....	18
I. 2.1. Catégories principales.....	18
I. 2.2. Les minidrones (MUAV).....	21
I. 2.3. Les microdrones (μ UAV).....	22
I.2.4. Les curiosités.....	24
I. 3. Constitution d'un drone miniature et contraintes associées.....	28
I. 3.1. L'aérodynamique des micro-drones et les faibles nombres de Reynolds....	29
I. 3.2.L'énergie et l'autonomie pour le vol stationnaire.....	32
I. 3.3. La propulsion.....	35
I. 4. Choix d'une chaîne de traction électrique pour un microdrone en vol stationnaire....	39
CHAPITRE II : Puissance mécanique nécessaire à la sustentation en vol stationnaire..	47
II. 1. Différentes théories pour estimer la puissance.....	47
II. 1.1. Première approche : Théorie de Froude.....	47
II. 1.2. Deuxième approche : la théorie des éléments de pales.....	54
II. 1.3. Troisième approche : les formules empiriques.....	59
II. 1.4. Conclusion.....	60
II. 2. Utilisation d'un outil logiciel : Motocalc.....	60
II. 2.1. Présentation de Motocalc.....	60
II. 2.2. Influence de différents paramètres sur le calcul.....	61
II. 2.3. Bilan de Motocalc.....	65
II. 3. Caractérisation expérimentale d'hélices.....	65
II. 3.1. Hélices de modélisme.....	65
II. 3.2. Hélices Halter.....	66
II. 3.3. Analyse des résultats.....	67
II. 4. Etude d'une hélice carénée.....	69
II. 4.1. Propriétés principales d'une hélice carénée.....	69
II. 4.2. Caractérisation des hélices carénées.....	71
II. 5. Conclusion sur l'étude aérodynamique.....	74

CHAPITRE III : Conception, modélisation et optimisation d'un moteur planaire.....	79
III. 1. Conception des moteurs planaires.....	81
III. 1.1. Cahier des charges.....	81
III. 1.2. Comparaison par courbe de Pareto.....	83
III. 1.3. Contraintes de fabrication.....	87
III. 1.4. Contrôle et pilotage.....	88
III. 2. Dimensionnement du moteur planaire.....	88
III. 2.1. Paramètres du modèle géométrique.....	88
III. 2.2. Modèle magnétique.....	91
III. 2.3. Modèle électrique.....	92
III. 2.4. Modèles de pertes.....	95
III. 2.5. Modèle de masse du moteur.....	104
III. 2.6. Bilan du modèle pour l'optimisation.....	104
III. 3. Optimisation et dimensionnement.....	105
III. 3.1. Optimisation du modèle.....	105
III. 3.2. Dimensionnement des prototypes.....	108
III. 4. Conclusion.....	111
CHAPITRE IV : Réalisation de prototypes et caractérisation.....	117
IV. 1. Réalisation de deux prototypes.....	117
IV. 1.1. Réalisation des stators.....	117
IV. 1.2. Réalisation des rotors.....	122
IV. 1.3. Bilan final sur la masse du moteur.....	132
IV. 2. Caractérisation des prototypes.....	133
IV. 2.1. Objectifs.....	133
IV. 2.2. Banc de tests.....	134
IV. 2.3. Mesure de l'impédance.....	135
IV. 2.4. Tests en mode générateur.....	137
IV. 2.5. Tests en mode moteur.....	142
IV. 2.6. Bilan des tests moteurs.....	166
IV. 3. Re-dimensionnement avec de nouvelles contraintes.....	169
IV. 3.1. Re-dimensionnement à 500 μm d'entrefer.....	169
IV. 3.2. Dimensionnement au point de fonctionnement d'un moteur LRK.....	171
IV. 3.3. Dimensionnement final avec de bonnes performances.....	172
CONCLUSION ET PERSPECTIVES.....	175
BIBLIOGRAPHIE.....	179
ANNEXES.....	187
ANNEXE A. Drones et caractéristiques associées.....	187
ANNEXE B. Projets de VTOL.....	189
ANNEXE C. Calcul des courants de Foucault dans un conducteur rectiligne.....	191
ANNEXE D. Autopilotage du moteur brushless.....	195
ANNEXE E. Drones et caractéristiques associées.....	199

INTRODUCTION

Cette thèse décrit le développement d'une nouvelle génération de moteurs électriques spécifiquement dédiés à la propulsion de micro-drones.

Les derniers conflits de notre siècle (guerre du Golfe, Kosovo) ont fait apparaître l'importance et la pertinence de moyens d'observation et de reconnaissance contrôlés à distance, qui permettent de fournir des informations permanentes et en temps réel sans mettre en danger de vie humaine. Les drones (mot anglais qui signifie faux-bourdon) ou UAVs (Unmanned Aerial Vehicules) sont ainsi en pleine expansion dans le marché de l'aviation militaire et civile. Ces avions miniatures sans pilotes possèdent de nombreux avantages comme l'accès à des zones dangereuses et hostiles à l'homme.

A l'origine développés pour des besoins militaires en reconnaissance et surveillance, ils font leur apparition dans le domaine civil pour des missions de surveillance de zones côtières ou de feux de forêts, de contrôle du trafic routier, ou bien encore d'observation scientifique d'animaux sauvages. Chaque mission nécessite d'embarquer une charge utile particulière : caméra de jour ou de nuit, détecteurs divers, appareil photo. Dans l'optique de missions en milieu urbain, les drones devront être de petite taille, transportables, discrets, capables de stabilisation pour des prises de vue, mais surtout ils devront posséder une bonne autonomie.

Or, la conception d'aéronefs de très petites tailles pose des problèmes conceptuels nouveaux, en rupture totale avec les méthodes appliquées au développement d'un système aéronautique classique. Les progrès récents obtenus sur le matériel électrique en termes de puissances et d'énergies massiques permettent de remplacer les modes de propulsions classiques à grande échelle (moteur thermique ou turbo-réacteur) par la propulsion électrique, avec des autonomies intéressantes. De plus, on distingue deux modes de déplacement (vol d'avancement avec aile fixe ou vol stationnaire avec voilure tournante) qui ne font pas appel aux mêmes contraintes aérodynamiques, électriques et énergétiques. En aéromodélisme, le vol stationnaire n'est pas le plus fréquent et il est donc difficile de trouver les caractéristiques des meilleurs éléments (batteries, moteurs, hélices) utilisés dans cette configuration de vol.

Dans le cadre d'un projet en collaboration avec la DGA, l'équipe μ Systèmes Magnétiques du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble a travaillé à la conception, la réalisation et l'optimisation d'une chaîne de traction électrique pour drones miniatures en vol stationnaire. Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans la continuité de cette étude. L'objectif principal est de concevoir, dimensionner et réaliser des moteurs électriques légers, sans fer, performants et surtout parfaitement

adaptés à tous les éléments constituant la chaîne de traction, pour obtenir l'ensemble offrant la plus grande autonomie à encombrement et masse du drone fixés.

Après un état de l'art des drones et de leur constitution, nous nous intéresserons à la conception de la chaîne de traction, et plus particulièrement aux éléments existants disponibles (batteries et moteurs électriques) permettant de répondre à un cahier des charges portant sur la masse, l'encombrement et l'autonomie de l'ensemble. Ensuite, une étude aérodynamique portant sur les hélices permettra de déterminer les puissances et vitesses de rotation requises en fonction des diamètres et du nombre de propulseurs. Nous verrons ainsi que l'étage convertisseur/moteur et que l'hélice de la chaîne possèdent des points de fonctionnement optimaux très différents : les moteurs sont plus performants à grande vitesse et faible couple alors que les hélices nécessitent des basses vitesses et forts couples pour sustenter efficacement le drone.

Cette étude préliminaire servira de point de départ à la conception de moteurs électriques devant avoir leur meilleur rendement au point de fonctionnement des hélices, tout en restant légers. Plusieurs configurations de moteurs sans fer seront modélisées et comparées grâce à un logiciel d'optimisation permettant de dimensionner, pour un rendement donné, le moteur le plus léger. Le choix final s'orientera vers une structure planaire comportant deux stators à bobinages triphasés double couche, de part et d'autre d'un rotor disque en aimant permanent. Deux moteurs seront dimensionnés en fonction du cahier des charges et des contraintes technologiques de fabrication.

Enfin, après avoir fabriqué ces deux prototypes, nous les caractériserons et comparerons les résultats obtenus avec la théorie. Ces tests nous amèneront à repenser certaines parties du modèle, et à redimensionner une nouvelle série de moteurs en tenant compte des nouvelles contraintes apparues lors de la mise en oeuvre des premiers prototypes.

CHAPITRE I

ETAT DE L'ART DES DRONES

Résumé :

Depuis quelques années, les drones connaissent un engouement croissant dans le domaine de l'aéronautique civile et militaire. On peut différencier les nombreux drones selon leur taille (de 77 mm à 77 m d'envergure), selon leur autonomie (de quelques minutes à plusieurs jours) ou bien encore selon leur mode de déplacement (vol d'avancement ou vol stationnaire) ou enfin selon leur nombre d'hélices (de 1 à 4).

La miniaturisation d'un drone apporte des contraintes multiples sur chacun de ses composants : sur l'aérodynamique (fonctionnement à des faibles nombres de Reynolds, domaine mal connu), sur sa propulsion (moteurs petits mais puissants, avec de bons rendements), sur sa dynamique de vol (plus sensible aux perturbations atmosphériques) et sur sa charge utile embarquée (légère et fonctionnelle).

Dans le cadre du contrat DGA PEA n° 02 34 037, nous nous sommes intéressés à la conception, la réalisation et l'optimisation d'une chaîne de traction électrique pour drones miniatures. Cette chaîne de traction comprend des batteries, un convertisseur, un moteur de type "brushless" et une seule hélice pour réaliser des phases de vol stationnaire.

Le cahier des charges qui nous est fourni limite l'envergure du drone à 50 cm et sa masse à 500 g dont les $\frac{3}{4}$ destinés à la chaîne de traction en elle-même. Le but est d'atteindre une autonomie d'une demi-heure, avec une puissance électrique nécessaire estimée à 60 W au maximum.

Jusqu'à présent les drones utilisaient des moteurs thermiques mais les récents progrès obtenus sur les batteries de type Lithium ont permis au vol électrique d'atteindre des autonomies réellement intéressantes, et de rendre attractive l'utilisation de drones miniatures pour des missions discrètes locales.

Les meilleures batteries actuelles possèdent des énergies massiques de 140 Wh/kg. Les moteurs brushless de marque LRK à cage tournante utilisés en aéromodélisme sont actuellement les moteurs électriques les plus performants car ils peuvent entraîner les hélices directement sans réducteur à 6000 tr/min, avec un gain de masse et de rendement.

CHAPITRE I
ETAT DE L'ART DES DRONES

Les drones ou UAVs (Unmanned Aerial Vehicles) sont des engins volants sans pilotes capables de mener à bien une mission de façon plus ou moins autonome. Leur utilisation principale est militaire pour des missions de reconnaissances ou de surveillance, sans risque de pertes humaines. En effet, ils sont bien adaptés pour la réalisation de missions qui mettraient potentiellement un équipage en danger ou qui nécessitent une permanence sur zone qui serait fastidieuse pour un équipage à bord. Leur emploi a commencé par tout ce qui touche à l'observation puis a été étendu à l'acquisition (voire l'illumination) d'objectifs ainsi qu'à la guerre électronique, et à la destruction de cibles. Désormais, des applications civiles font leur apparition comme la surveillance du trafic autoroutier, la prévention des feux forêts, la récolte de données météorologiques ou bien encore l'inspection d'ouvrages d'art.

Leur taille varie du centimètre à plusieurs mètres, tout comme leur mode de propulsion qui évolue en fonction des besoins (moteurs électriques pour les drones miniatures, moteur thermique ou à réaction pour les drones de plus grandes tailles). On distingue deux types de vecteurs : les voilures fixes pour le vol d'avancement et les voilures tournantes pour le vol stationnaire.

Notre intérêt se porte sur les drones miniatures, et plus particulièrement sur ceux évoluant en vol stationnaire pour positionner cette thèse comme une contribution au contrat DGA PEA n° 02 34 037 [DGA04] sur l'étude de faisabilité d'une source d'énergie micro-usinée pour drone miniature.

Après avoir étudié les conséquences liées à la miniaturisation et au vol stationnaire sur les différents composants d'un drone, nous orienterons notre choix de propulsion sur les moteurs électriques, et sur des solutions innovantes, comme les moteurs planaires, pour répondre aux contraintes technologiques des drones miniature en vol stationnaire.

I.1 L'EVOLUTION DES DRONES AU FIL DU TEMPS... ET DES GUERRES

I.1.1 Prémices des premiers drones

L'histoire des UAV commence en 1883 quand Douglas Archibald attacha un anémomètre à un cerf-volant. Il réussit à mesurer la vitesse du vent à des altitudes de 400 m [BAC97]. Cinq ans plus tard, Arthur Batut équipa un cerf-volant d'un appareil photo et réussit la première photo aérienne le 20 juin 1888 à Paris [BAT97]. Ce furent les premiers engins volants équipés pour la surveillance ou la détection.



Fig. I. 1. Vue aérienne de Labrugière en 1889 [LAB89]

I.1.2 L'entre-deux guerres

Deux véhicules volants sans pilotes furent en développement à la fin de la première guerre mondiale : "the flying bomb" de la Navy [WER85] et le "Kettering Bug" de Charles Kettering [WAG92]. Après une durée de vol prédéterminée, un circuit électrique coupait le moteur et l'engin allait s'écraser sur l'ennemi. Ces programmes furent cependant abandonnés assez rapidement aux Etats-Unis. De l'autre côté de l'Atlantique, les Anglais développèrent les premiers appareils radiocommandés sans pilote : les "Fairey Queen" (reine des fées). Ces modèles laissèrent leur place dans les années trente aux modèles "Queen Bee" (reine des abeilles) qui sont à l'origine du terme "drone" (faux-bourdon ou abeille mâle) [GOE05].

En 1935, Reginald Denny, ancien de la British Air Force et expatrié aux Etats-Unis, conçut le premier modèle qui allait connaître la guerre : le RP-1. Plusieurs versions furent déclinées et construites en masse pendant la seconde guerre mondiale. Leur rôle était principalement de servir de cibles d'entraînements pour l'artillerie anti-aérienne. Le dernier modèle RP-5 ou OQ2 (Fig. I. 2) possédait une envergure de 3,73 m, pesait 47,2 kg et son moteur deux-temps de 4,5 kW lui permettait d'atteindre 137 km/h et de voler pendant 70 minutes [BEN02].



Fig. I. 2. Un des premiers drones : l'OQ-2 (1941)

I.1.3 La guerre froide

Le premier événement majeur pour le développement plus intensif des drones eut lieu le 1^{er} mai 1960. Un avion-espion U-2 de l'armée américaine fut abattu par l'armée soviétique alors qu'il survolait le territoire de l'URSS pour y prendre des photographies et son pilote fut capturé. Le 1^{er} juillet de la même année, un boeing RB-47 de reconnaissance fut à son tour abattu par l'armée soviétique alors qu'il survolait les frontières de l'URSS. Quatre passagers furent tués, et les deux autres furent capturés. Ces incidents avec l'URSS en pleine guerre froide posèrent la question de remplacer les avions-espions par des drones ou des satellites. Ce ne fut véritablement qu'en 1962 que les programmes pour les drones de reconnaissance furent définitivement mis en route, après qu'un U-2 fut abattu par un SA-2 SAM (Surface-to-Air Missile) soviétique alors qu'il survolait Cuba pour déterminer les sites de missiles soviétiques [JON97]. Notons aussi que cet avion-espion laissa son nom à un célèbre groupe irlandais en 1978 [GUI05].

I.1.4 La guerre du Vietnam

L'utilisation intensive des drones de reconnaissance commença avec la guerre du Vietnam. De 1965 à 1972, les drones surveillaient des zones en Chine, au Nord et à l'Est du Vietnam, où il était trop dangereux d'envoyer des appareils avec pilotes. En 1962, la société Ryan Aeronautical commença à modifier ses drones-cibles BQM-34 en drones de reconnaissance AQM-34 "Lightning bugs". Ils étaient programmés pour suivre une direction à une altitude donnée pendant un temps donné, puis faire demi-tour et revenir à la base. La charge utile embarquée était initialement le dispositif photographique. Avec la guerre du Vietnam, les missions se sont diversifiées (plus de 3 000 durant toute la guerre du Vietnam) et des modèles adaptés à chaque type de mission (Fig. I. 3) ont vu le jour (une trentaine de versions au total). En dépit de leurs efficacités démontrées pendant la campagne asiatique, ce programme de "lightning bugs" ne sera pas poursuivi et le dernier vol aura lieu le jour de la chute de Saïgon (Avril 1975) pour le modèle 147S [JON97].



Fig. I. 3. Différents modèles du Ryan 147 (de gauche à droite : 147J, H, G, NX)

I.1.5 Les années 1980 et l'arrivée d'Israël

Après la guerre du Kippour en 1972 où les Israéliens avaient subi de fortes pertes aériennes, l'armée israélienne s'est mise en quête d'un moyen pour éviter ce genre de déconvenue à l'avenir. La solution est venue grâce à Alvin Ellis, né aux Etats-Unis, qui a travaillé pour Ryan sur le Firebee et les "Lightning Bugs" et a émigré en Israël en 1967. Passionné d'avions radiocommandés tout comme Reginald Denny, il proposa d'équiper des drones plus petits d'une caméra optique. Les premiers modèles furent le "Mastiff" et le "Scout" (Fig. I.4.a) de Malat, qui permirent aux israéliens de repérer et détruire avec succès les sites SAM syriens en juin 1982 au cours de l'Opération Peace for Galilée [TAM99].

D'une envergure de 5 m et d'une longueur de 4 m, les "Scouts" ressemblent à de grands avions radiocommandés mais avec une hélice propulsive placée à l'arrière et un système bipoutre de stabilisation. Ils peuvent embarquer 38 kg de charge utile pour une masse totale de 160 kg au lancement. La vitesse maximale atteinte est de 176 km/h avec une autonomie de 7 heures [SCO05]. En 1984, l'US Navy s'équipa auprès de la société israélienne Mazlat de drones dérivant du Scout : le Pioneer (Fig. I.4.b).

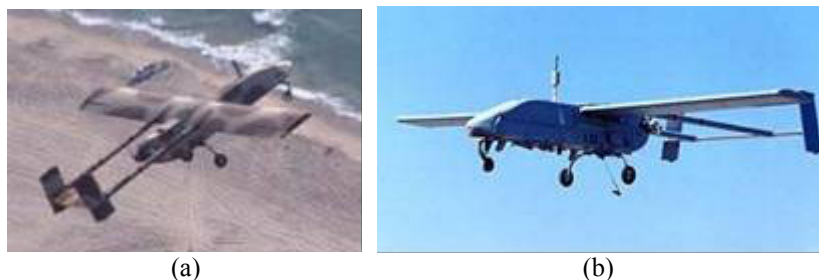


Fig. I.4. Drones tactiques bipoutres à hélice propulsive

Fig. I.3.a. Scout (1982)

Fig. I.3.b. Pioneer (1985)

I.1.6 Les années 1990

Au cours de la guerre du Golfe, six Pioneers ont participé et permis de récolter des données en temps réel sur la reconnaissance et la surveillance des troupes irakiennes. D'autres fonctions des drones furent exploitées comme celle de drone-appât. Lors de la première nuit d'attaque américaine, les drones "BQM-74C Chukar" furent utilisés pour perturber la défense anti-aérienne en créant, de par leur fuselage, une signature radar proche de celle des bombardiers B-52 [COR96].

Le succès de l'emploi des drones pendant cette guerre poussa la DARPA à lancer plusieurs programmes pour financer le développement d'autres drones : les drones tactiques pour les opérations sur la première ligne du front, les drones de moyenne portée pour surveiller la zone des opérations, les drones de longue portée et grande autonomie pour rechercher des cibles plus lointaines et des drones discrets pour observer des zones très bien gardées [JON97].

I.2 CLASSIFICATION DES DRONES

I.2.1 Catégories principales

I.2.1.1 Selon leur taille

Il n'existe pas une façon unique de classer les drones car ils peuvent être classés selon plusieurs critères : autonomie, portée, altitude, mission, système de contrôle, etc. Cependant, pour des raisons de sécurité dans l'espace aérien national, plusieurs pays se sont penchés sur la classification de ces drones. Le Royaume-Uni et l'Australie les ont répertoriés en deux groupes basés sur leur masse [CAA04, CAS03].

Les Etats-Unis ont proposé une répartition en cinq catégories : micro, mini, tactique, MALE (Medium Altitude Long Endurance) et HALE (High Altitude Long Endurance). Une sixième catégorie pourrait faire son apparition avec des drones gros porteurs type cargo [WEI05]. La Fig. I. 5 représente le spectre de masse des différents drones.

A partir de ces différentes classes, on peut répertorier les drones selon leur plafond aérien (Fig. I. 6) ou leur autonomie (Fig. I. 7). L'annexe A résume les différents drones existants ainsi que leurs principales caractéristiques techniques.

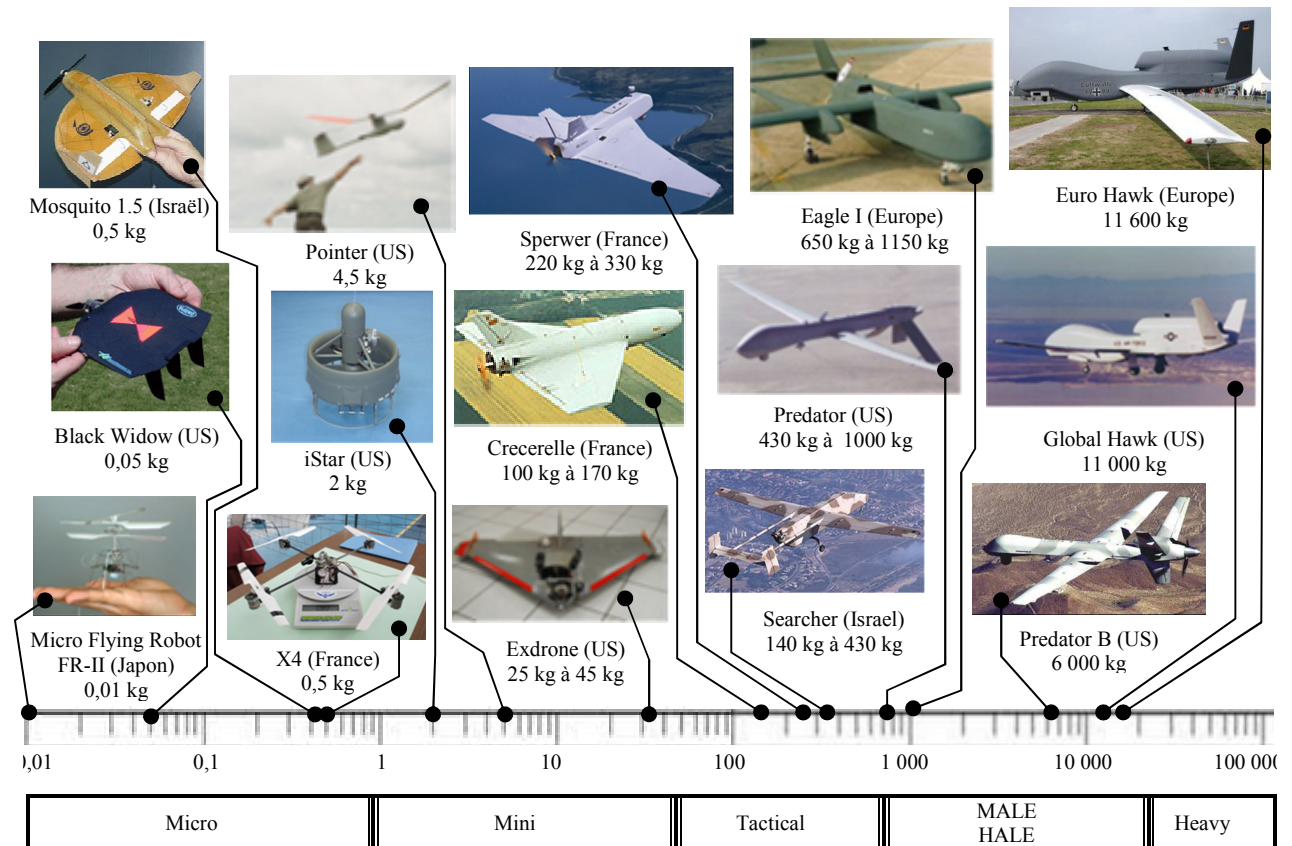


Fig. I. 5. Classification des drones selon leur masse (kg)

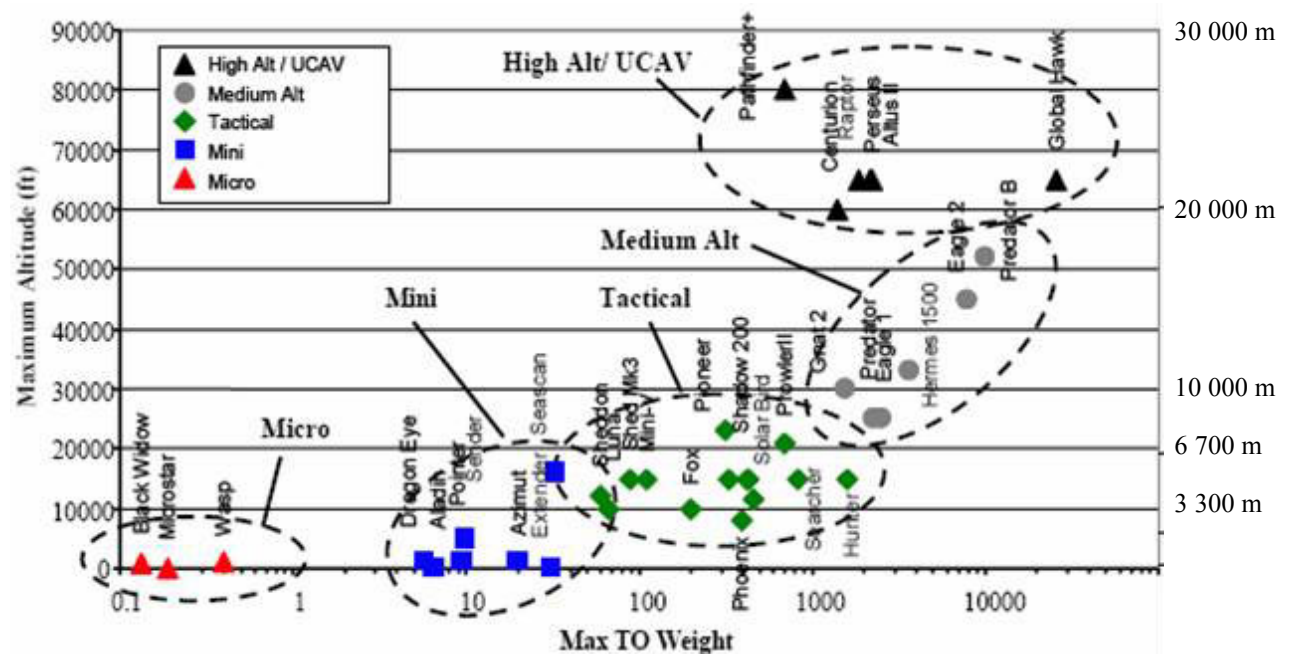


Fig. I. 6. Répartition des drones selon leur masse au décollage et le plafond aérien [WEI05]

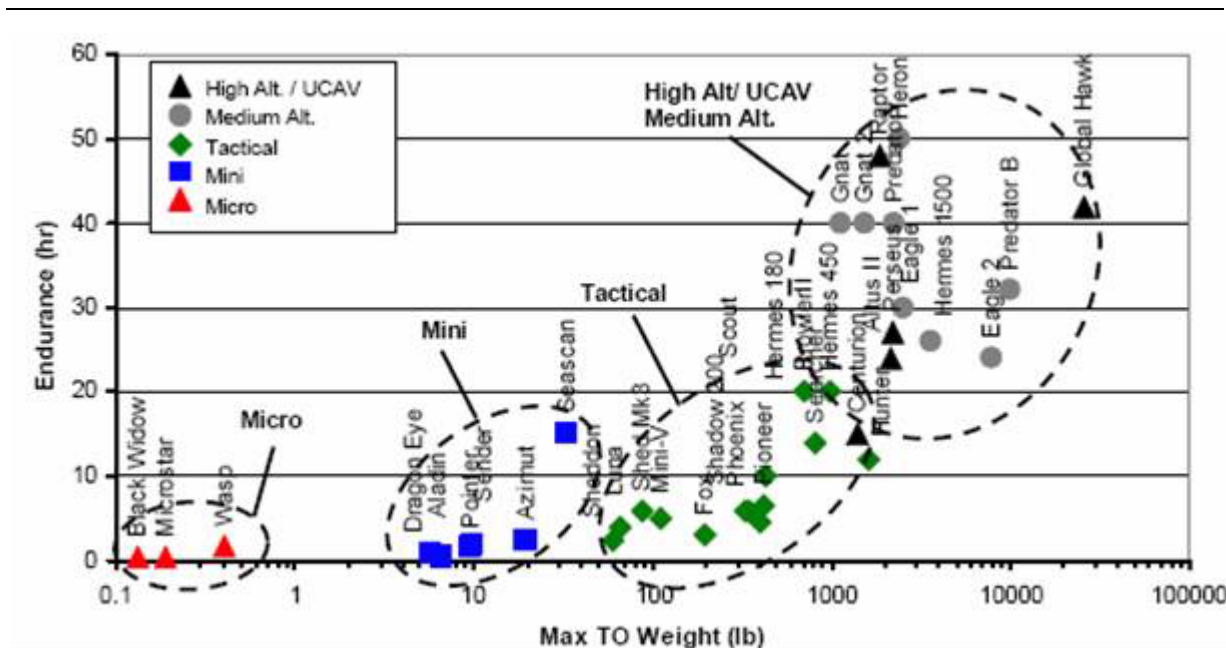


Fig. I. 7. Répartition des drones selon leur masse au décollage et leur autonomie [WEI05]

I.2.1.2 Selon leur voilure

On peut aussi distinguer les drones selon leur mode de déplacement : le vol d'avancement est caractéristique des drones à ailes fixes et le vol stationnaire des drones à voilure tournante.

Le premier type est destiné à des missions de plus grande portée (plusieurs centaines de kilomètres) où le véhicule a besoin d'une forme aérodynamique lui permettant de minimiser sa dépense d'énergie pour atteindre son but et revenir, alors que le second type doit répondre aux exigences des nouvelles formes de combat, plus proche d'une guérilla urbaine. Ils doivent être capables de se mouvoir à travers des rues en évitant tous les obstacles, de rentrer dans des pièces pour les inspecter, de retransmettre toutes les données en temps réel et enfin de revenir à leur point de départ. Pas seulement destinés aux militaires, ce type d'engin devrait très rapidement trouver preneur auprès des unités de police pour surveiller des manifestations par exemple, ou bien dans des services de sauvetage pour accéder à des zones dévastées par une catastrophe et encore dangereuses pour l'homme. Ces derniers font partie des VTOL UAV (Vertical Take-Off Launched) ou ADAV (Appareils à Décollage et Atterrissage Verticaux).

Le drone idéal serait par conséquent un drone capable de grandes vitesses d'avancement (plusieurs centaines de km/h, selon ses dimensions) et aussi capable de vol stationnaire et ayant une grande manoeuvrabilité dans des espaces confinés. Dans le domaine des appareils avec pilote, de nombreuses configurations de véhicules capables de décoller et d'atterrir à la verticale ont été testées, la plupart du temps avec un succès relatif puisque, à l'exception du Harrier, du Boeing V-22 et du Yak-38 soviétique, aucune de ces configurations n'a abouti à un programme opérationnel.

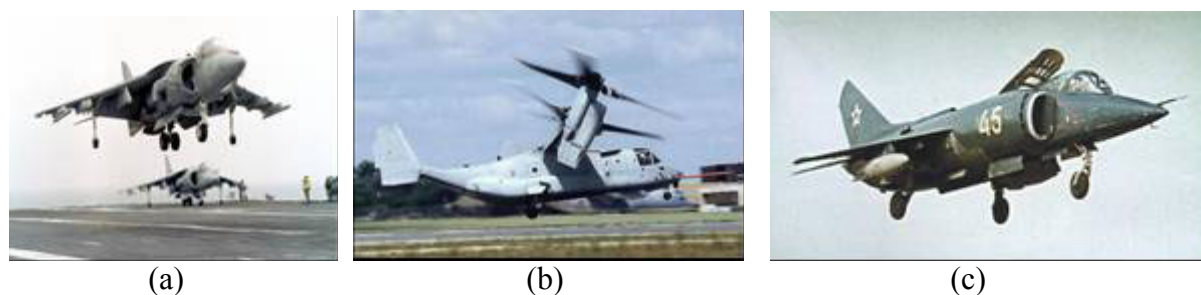


Fig. I. 8. Exemples de VTOL à pilote : Harrier, Boeing V-22 et Yak-38

L'annexe B répertorie les différents projets réalisés sur les VTOL avec pilote, selon la méthode de translation et le type de générateur de poussée [☉VTO03].

I.2.2 Les minidrones (MUAV)

I.2.2.1 A ailes fixes

Les premiers drones miniatures firent leur apparition lors de la 1^{ère} guerre du Golfe en 1991 [COR96]. La marine américaine possédait une soixantaine de "BQM-174 Exdrone" (futur Dragon Drone) de BAI Aerosystems et une cinquantaine de "FQM-151A Pointer" de AeroVironment (Fig. I. 9). Destinés au même type de mission (reconnaissance au moyen d'une caméra CCD) et d'une envergure proche (2,5 m), leur différence réside dans leur rayon d'action. En effet, le premier est équipé d'un moteur thermique qui lui permet une plus grande autonomie (3 heures et des altitudes de 3000 mètres) [EXD91] alors que le second est équipé d'un moteur électrique alimenté par des batteries Lithium qui limitent l'autonomie (1 heure et un plafond aérien de 300 mètres) [☉POI91].



Fig. I. 9. Les premiers minidrones utilisés pendant la guerre du Golfe : l'Exdrone et le Pointer (1991)

Dans ces dimensions, les deux types de propulsions se côtoient. Cependant, les moteurs thermiques restent toujours prédominants pour les plus grandes envergures. Le tableau suivant répertorie quelques drones miniatures et leurs caractéristiques.

Nom	Fabricant	Envergure (m)	Masse (kg)	Propulsion	Vitesse (km/h)	Autonomie	Altitude (m)
Aerosonde	Aerosonde	2,9	14	Thermique		30 h	6 000
Javelin	BAI Aerosystems	2,9	9,7	Thermique	27	90 min	1 000
RQ-11A Raven	AeroVironment	1,30	1,9	Electrique	90	80 min	300
Dragon Eye	US Marine	1,14	2,3	Electrique	65	1 h	150

Tab. I. 1. Caractéristiques de quelques drones miniatures

I.2.2.2 A voilures tournantes

Le premier d'entre eux à être performant fut le "Cypher" de Sikorsky (Fig. I. 10) au début des années 90. Equipé d'un moteur thermique et de deux hélices contra-rotatives carénées, il a une autonomie de 3 heures, pour ses 2 mètres d'envergure et ses 115 kg dont 20 kg de charge utile [MUR98]. Il aboutit en 2002 au "Cypher II" ou "Dragon Warrior" (Fig. I. 10). De masse similaire et de dimensions légèrement plus grandes, il a une autonomie de 3 à 5 heures, et peut atteindre 185 km/h [DRA05].

Ce type de structure se démarque des structures plus conventionnelles type hélicoptère d'aéromodélisme. En 1997, l'armée française se dota du "Vigilant" de Techno Sud Industries, un hélicoptère autopiloté capable de reconnaissance dans un rayon de 30 km. Il est équipé d'un moteur thermique de 9 kW, pèse 40 kg et possède une hélice de 2 mètres de diamètre [VIG99].



Fig. I. 10. Exemples de VTOL : les Cypher-I et -II américains et le Vigilant français

I.2.3 Les microdrones (μ UAV)

Le terme Microdrone peut être trompeur, si on le lit au premier sens du terme. Il ne s'agit pas de drones d'une taille micrométrique, mais de drones ayant des tailles variant du centimètre à quelques dizaines de centimètres. En 1997, la DARPA a appelé micro-drone tout drone ayant une taille inférieure à 6 inches (15 cm) dans le cadre de son programme de développement (budget de 35 millions de dollars) [GOE05]. En Europe, la limite n'est pas aussi claire puisque le Do-Mav d'EADS-Dormier est considéré comme un micro-drone avec ses 42 cm d'envergure [ARM04].

Les microdrones se sont beaucoup développés lors des 5 dernières années, tout d'abord aux Etats-Unis où la DARPA a financé différents projets et concours universitaires pour le développement de tels engins, et ensuite en Europe et en France où la DGA a lancé un concours universitaire en collaboration avec l'ONERA [ONE04]. De plus, des compétitions de microdrones sont désormais régulièrement organisées dans le monde entier (France [TOU04], USA [ARI01], Allemagne [GER05], Corée [SEO05]) qui sont l'occasion pour les universitaires et les passionnés d'aéromodélisme de montrer et mettre en commun leur savoir-faire.

Grâce à ces programmes de recherche, beaucoup de structures à ailes fixes, à voilures tournantes ou ailes battantes furent étudiées et réalisées. L'un des projets le plus abouti est le "Black Widow" d'Aerovironment (Fig. I. 11.a.). Il est constitué d'une aile fixe d'envergure 15 cm, pèse 50 g, et est équipé d'un moteur électrique lui permettant d'atteindre 72 km/h. En quelques années, ce véhicule est

passé d'une durée de vol de 2 minutes sans charge utile à des vols supérieurs à une demi-heure en étant capable de retransmettre une vidéo couleur à une station située à 1,8 km [WID01]. Fort de ce succès, Aerovironment mit au point un autre micro-drone en 2002, le "Wasp" (Fig. I. 11.b.), qui réussit à voler durant 1 h 47 min, record absolu pour un engin de 32 cm d'envergure et pesant 170 g. Son efficacité résulte dans la conception des batteries qui sont, en fait, l'aile du drone. Ce sont des accumulateurs plastifiés à ions lithium développés par la société Telcordia. Elles possèdent une densité d'énergie de 143 W/kg avec une puissance moyenne délivrée de 9 W [WAS02].



Fig. I. 11. Microdrones d'Aerovironment
(a) Black Widow (2000)
(b) Wasp (2002)

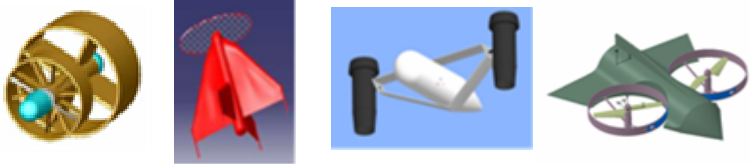
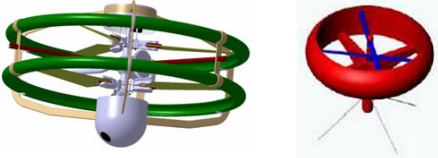
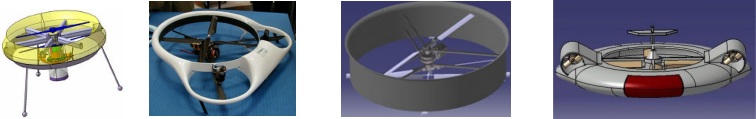

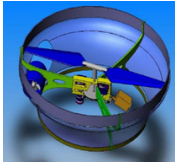
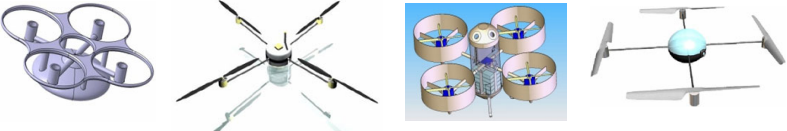
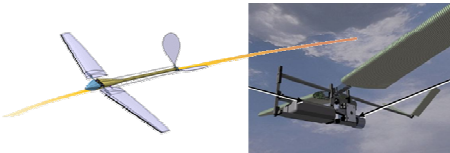
En 2003, Israël est apparu sur le marché avec le Mosquito-I. Il pèse 200 g pour une envergure de 30 cm. Transportant une caméra miniature, son autonomie en vol est actuellement de 40 minutes.

En France, plusieurs programmes de développement de drones miniatures ont été mis en place par la DGA à partir de 2002. La première génération doit voir le jour en 2006 avec le DRAC (Drone de Reconnaissance Au Contact), développé par EADS, qui doit équiper le fantassin et lui permettre de déceler et localiser une présence ennemie ou une attitude hostile sur un axe ou des points précis, d'être renseigné sur la praticabilité d'un axe ou la configuration d'un terrain, d'évaluer l'efficacité de tirs, de surveiller une zone précise... La seconde génération doit être capable de voler en stationnaire et dans un environnement urbain. Quatre Programmes d'Etudes Amont ont été lancés, dont un en direction des industriels et un en direction des universitaires par l'intermédiaire du concours ONERA [AIR02].

Au niveau des entreprises, Bertin Technologies a développé un démonstrateur à voilure tournante de diamètre 30 cm, pesant 1,4 kg et avec 30 min d'autonomie, équipé d'un moteur thermique. La société Alcore Technologies s'est penchée sur deux drones à voilure fixe, les Epsilon 1 et 2, respectivement de 50 et 25 cm d'envergure [AIR02]. La seconde version est équipée d'un moteur à piston et pèse 125 g. Sa vitesse de pointe est de 40 km/h pour une autonomie ne dépassant pas les 10 minutes, ce qui est 10 fois moins que le Wasp et 4 fois moins que le Mosquito-I pour un drone de même gabarit et n'utilisant pas l'énergie électrique !

Au niveau universitaire, dix-huit équipes ont été choisies et chacune a reçu 40 k€ pour développer et présenter un système complet comprenant un système d'observation volant (le drone) équipé au minimum d'une micro caméra vidéo, et une station sol. L'épreuve en vol finale met en scène une

simulation de scénario opérationnel sur lequel s'affronteront les différentes équipes, et aura lieu en septembre 2005. Le véhicule doit avoir des dimensions comprises entre 20 cm et 70 cm, et répondre à plusieurs critères d'évaluation (endurance, originalité, stabilisation du vol, capacités d'atterrissage, de décollage et d'autonomie, etc.) [ONE04].

Formules aérodynamiques	Projets
Convertibles	
Bi-rotors carénés contrarotatifs à pas cyclique et collectif	
Bi-rotors carénés contrarotatifs à pas fixe + volets et/ou rotors additionnels	
Mono-rotor + redresseur et volets de contrôle	
Hélicoptère à rotor anti-couple et caréné	
Quadri-rotors	
Ailes Battantes	

Tab. I. 2. Projets retenus pour le concours microdrones de l'Onera

I.2.4 Les curiosités

En marge des modes de propulsion habituels que sont l'aile fixe avec hélice et la voilure tournante, d'autres concepts plus exotiques font leur apparition, et sont l'objet de nombreux développements.

I.2.4.1 Propulsion par ailes battantes

Le plus important d'entre eux s'inspire de la nature et du vol des oiseaux ou des insectes : la propulsion par ailes battantes. Cette technologie permet le décollage et atterrissage vertical et le vol à des vitesses lentes, et elle est vieille de plus de 500 ans ! En effet, Leonard De Vinci fut le premier à penser et dessiner des engins utilisant des ailes battantes pour voler : les ornithoptères (Fig. I. 12).



Fig. I. 12. Reconstitution de l'Ornithoptère de Léonard de Vinci

L'homme, depuis, a laissé sa place à des moyens plus efficaces pour battre des ailes (et moins dangereux !) : un moteur à combustion pour ceux capable d'emmener un homme [🌐ORN05a] (Fig. I. 13), un moteur électrique pour les radiocommandés, ou un simple élastique en caoutchouc pour les plus simples [🌐ORN05b] (Fig. I. 13).



Fig. I. 13. Ornithoptères à moteur (à gauche) et à élastique (à droite)

Plusieurs projets ont été développés, chacun ayant des spécificités différentes [🌐FLA05]:



- Aerovironment a réalisé celui ressemblant le plus à un oiseau, pesant 12 g, mesurant 23 cm d'envergure, et possédant 20 min d'autonomie;
- Une équipe du Georgia Tech a mis au point des muscles chimiques auto-entretenus (Reciprocating Chemical Muscles) devant entraîner les ailes, pour des ornithoptères devant aller sur mars [RCM97];
- Une équipe de Berkeley a développée directement un prototype proche d'un insecte (0,1 g), sans passer par une réduction d'échelle comme la plupart des études, et faisant appel pour sa propulsion à des actionneurs piézoélectriques et à une structure de thorax flexible [🌐MFI01];



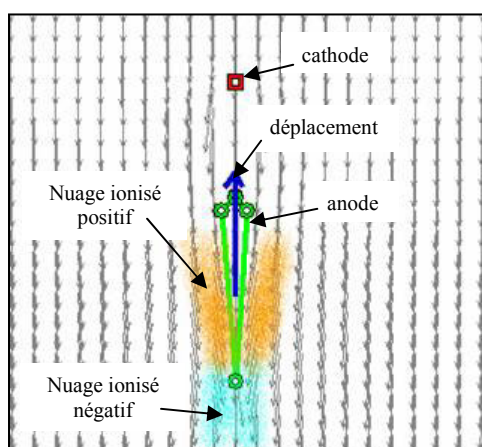
- Une équipe de Toronto s'est axée sur le vol stationnaire et a conçu le Mentor, muni de quatre ailes battantes et de quatre gouvernes, qui est le premier ornithoptère à avoir volé en stationnaire. Pesant 400 g et mesurant 30 cm de diamètre, l'objectif est d'arriver à une taille proche de celle du colibri pour en faire un ornithoptère de surveillance;



- Enfin, un autre projet est celui de K.D. Jones qui a modifié le concept d'ailes battantes habituel pour celui de "queue" battante, à la manière des dauphins. Son ornithoptère pèse 13,4 g pour 27 cm d'envergure [JON05].

I.2.4.2 Propulsion électrocinétique

Un autre concept de propulsion est la propulsion électrocinétique avec le projet ARDA/Lifter [LIF05]. Ce dispositif est un condensateur asymétrique qui utilise de la très haute tension (> 20 kV) pour produire une poussée. Il utilise l'Effet Biefeld-Brown découvert par Thomas Townsend Brown en 1928. Selon ce principe, un condensateur électrique chargé et déchargé de façon alternative a tendance à se soulever dans la direction de son pôle positif (Fig. I. 14).



Au niveau de la **cathode**, des électrons sont arrachés du milieu environnant et sont capturés par la cathode. Les molécules restantes forment un **nuage ionisé positif**. L'**anode** et ce nuage vont s'attirer mutuellement provoquant une **force ascensionnelle**.

Au contact avec l'anode, les ions positifs sont neutralisés, mais leur impact est tel que des électrons sont éjectés et capturés par le milieu environnant, provoquant un **nuage ionisé négativement**. Celui-ci est repoussé vers le bas, augmentant ainsi la force ascensionnelle.

Fig. I. 14. Effet Biefeld-Brown

Le Lifter fonctionne sans pièce mobile, vole silencieusement, utilise seulement de l'énergie électrique et est capable de soulever son propre poids plus une charge utile additionnelle. Sa conception est très simple et sa réalisation à la portée de tous puisqu'il suffit de quelques morceaux de baguettes en balsa, de papier d'aluminium, de fils de cuivre et d'un peu de colle. Cependant, la partie la plus importante à posséder reste la source Très Haute Tension (même s'il est possible de s'en faire une avec un vieux moniteur de PC !).

Une des configurations d'assemblage permet de soulever 60 g de charge pour une masse totale du véhicule de 250 g (Fig. I. 15). La tension d'alimentation est de 19,5 kV pour une puissance nécessaire de 390 W.

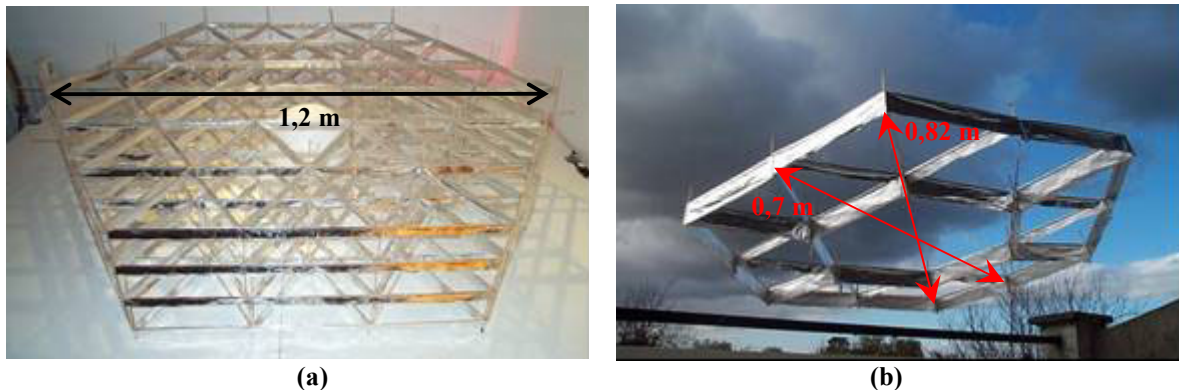


Fig. I. 15. Le drone à propulsion électrocinétique : le Lifter
a. Exemple à trois étages avec charge utile (260 g, 390 W)
b. Exemple d'un lifter hexagonale à un étage (32 g, 82 W)

I.2.4.3 Drones à énergie solaire

Dans le cadre du programme américain ERAST (Environmental Research Aircraft Sensor Technology), la société Aerovironment a développé toute une série de véhicules aériens sans pilote dont le soleil est la source principale d'énergie : le Pathfinder Plus a atteint les 82 000 pieds d'altitude et le Helios [HEL05] dépasse les 100 000 pieds. L'objectif final pour ce dernier est de parvenir à voler pendant 6 mois de jour comme de nuit grâce à des piles à combustible rechargeables le jour pour une utilisation la nuit. Ces piles fonctionnent en cycle fermé : elles utilisent l'énergie solaire le jour pour transformer l'eau en hydrogène et en oxygène, et ainsi se rechargent elles-mêmes pour un fonctionnement la nuit. Cependant, un tel dispositif est trop lourd à l'heure actuelle pour atteindre les performances souhaitées. Ainsi, les piles utilisées fonctionnent-elles seulement en cycle ouvert, et permettent-elles une autonomie de plusieurs jours ou semaines, selon la consommation de l'hydrogène embarqué.

Ce type d'appareil peut fonctionner en complément ou en substitution des satellites proche de la terre. Il pèse 727 kg à vide, peut embarquer 100 kg de charge utile et possède une envergure de 80 m. De plus, ce qui est remarquable dans ce projet est la multiplication des propulseurs (seize moteurs électriques d'une puissance de 1,5 kW chacun, soit 23 W/kg !) plutôt que l'utilisation d'un ou deux gros propulseurs.



Fig. I. 16. Un drone à autonomie (presque) infinie : le projet HELIOS à panneaux solaires

I.2.4.4 Aérostats

Enfin, dans un cadre de surveillance aérienne civile où la furtivité n'est pas une nécessité, les anciens systèmes aériens que sont les aérostats (dirigeables, ...) ont encore leur place. L'EPFL utilise un aérostat, le Blimp (Fig. I. 17), pour développer un système de déplacement des drones reposant uniquement sur la reconnaissance visuelle et des réseaux neuronaux [ZUF02].

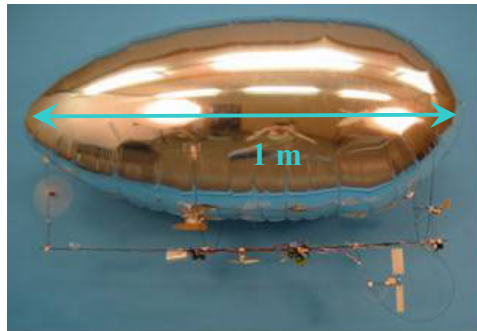


Fig. I. 17. Un drone gonflé : le Blimp

I.3 CONSTITUTION D'UN DRONE MINIATURE ET CONTRAINTES ASSOCIEES

La miniaturisation des drones est un formidable défi technique qui fait apparaître des problèmes multidisciplinaires à résoudre :

- en aérodynamique, les véhicules vont fonctionner à de faibles nombres de Reynolds, un domaine encore très peu exploré et maîtrisé;
- en propulsion, les moteurs doivent être petits et puissants tout en ayant de bons rendements énergétiques pour assurer une autonomie suffisante;
- en charge utile, les drones miniatures ne pourront pas embarquer les systèmes de guidage ou de surveillance habituels, mais des systèmes redimensionnés et repensés pour y être intégrés;
- en dynamique de vol, ces engins plus légers seront plus sensibles aux perturbations extérieures.

L'enjeu principal pour la construction d'un drone miniature est de pouvoir maximiser son autonomie pour une masse donnée, tout en assurant la puissance nécessaire à sa propulsion et à l'alimentation des

instruments embarqués. Il est donc important de choisir judicieusement les éléments les uns par rapport aux autres pour avoir le meilleur ensemble.

Dans le cadre d'un contrat DGA [DGA04], il nous a été demandé d'étudier la conception, la réalisation et l'optimisation d'une chaîne de traction électrique pour drones miniatures. Cette chaîne de traction comprend des batteries, un convertisseur, un moteur de type brushless et une hélice pour réaliser des phases de vol stationnaire.

Le cahier des charges est déterminé par les besoins actuels pour les drones miniatures : il s'agit de propulser un drone d'environ 500 g tout compris (ce qui laisserait au plus 300 g à 350 g pour l'ensemble stockage/conversion d'énergie et propulsion). Ce drone doit être capable d'effectuer du vol stationnaire. Le besoin en puissance pour la propulsion a été estimé grossièrement à 60 W électriques, pendant une durée de l'ordre de la demi-heure. A cela doit s'ajouter la fourniture d'énergie à l'électronique embarquée, dont les besoins ne devraient pas dépasser quelques watts.

I.3.1 L'aérodynamique des micro-drones et les faibles nombres de Reynolds

I.3.1.1 Spécificités dues aux faibles nombres de Reynolds

Qu'ils soient à ailes fixes, à voilures tournantes ou à ailes battantes, ces véhicules constituent un nouveau domaine de recherche aérodynamique. En effet, la combinaison de petites dimensions et de faibles vitesses implique un régime de vol à des faibles nombres de Reynolds. Les micro-drones se situent dans une zone où le nombre de Reynolds est inférieur à 100 000.

Or, la plupart des théories développées pour la conception d'avions ou d'hélicoptères fonctionnent à des Reynolds supérieurs à 1 000 000, et n'est donc pas applicable à ces véhicules. Un modèle analytique ou théorique complet pour prédire les performances aérodynamiques de ces engins n'est pas disponible pour l'instant et les techniques numériques en développement prennent beaucoup de temps de calcul. Des études expérimentales ont cependant déjà été menées pour des nombres proches de 500 000, et elles s'orientent vers des nombres proches de 150 000 désormais.

Ce nombre est défini par :

$$\text{Re} = \frac{\rho \cdot V \cdot c}{\eta} \quad (\text{I. 1})$$

où V est la vitesse du corps (vitesse périphérique de l'hélice pour un propulseur ou vitesse d'avancement pour une aile), c la corde du corps, ρ la masse volumique du fluide et η la viscosité dynamique du fluide dans lequel se déplace le corps ($18,5 \cdot 10^{-6}$ Pa.s pour l'air à 20°C).

La Fig. I. 18 illustre la répartition de divers véhicules volants en fonction du nombre de Reynolds et de leur masse.

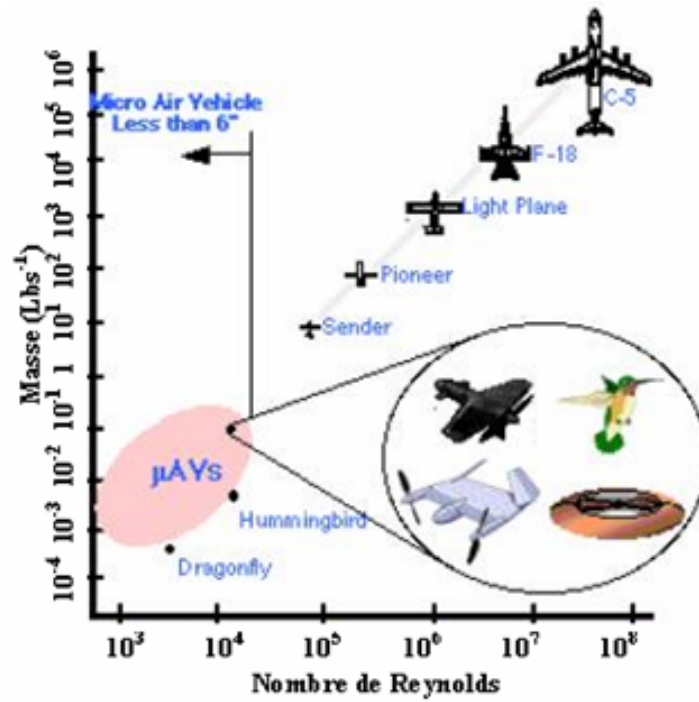


Fig. I. 18. Répartition de différents engins volants selon le nombre de Reynolds et la masse [MCM97]

I.3.1.2 Méthodes de conception existantes

I.3.1.2.1 Cas du vol d'avancement et des ailes

Torres & Mueller [TOR01] ont proposé une méthode empirique pour concevoir un micro-drone à voilure fixe (Fig. I. 19).

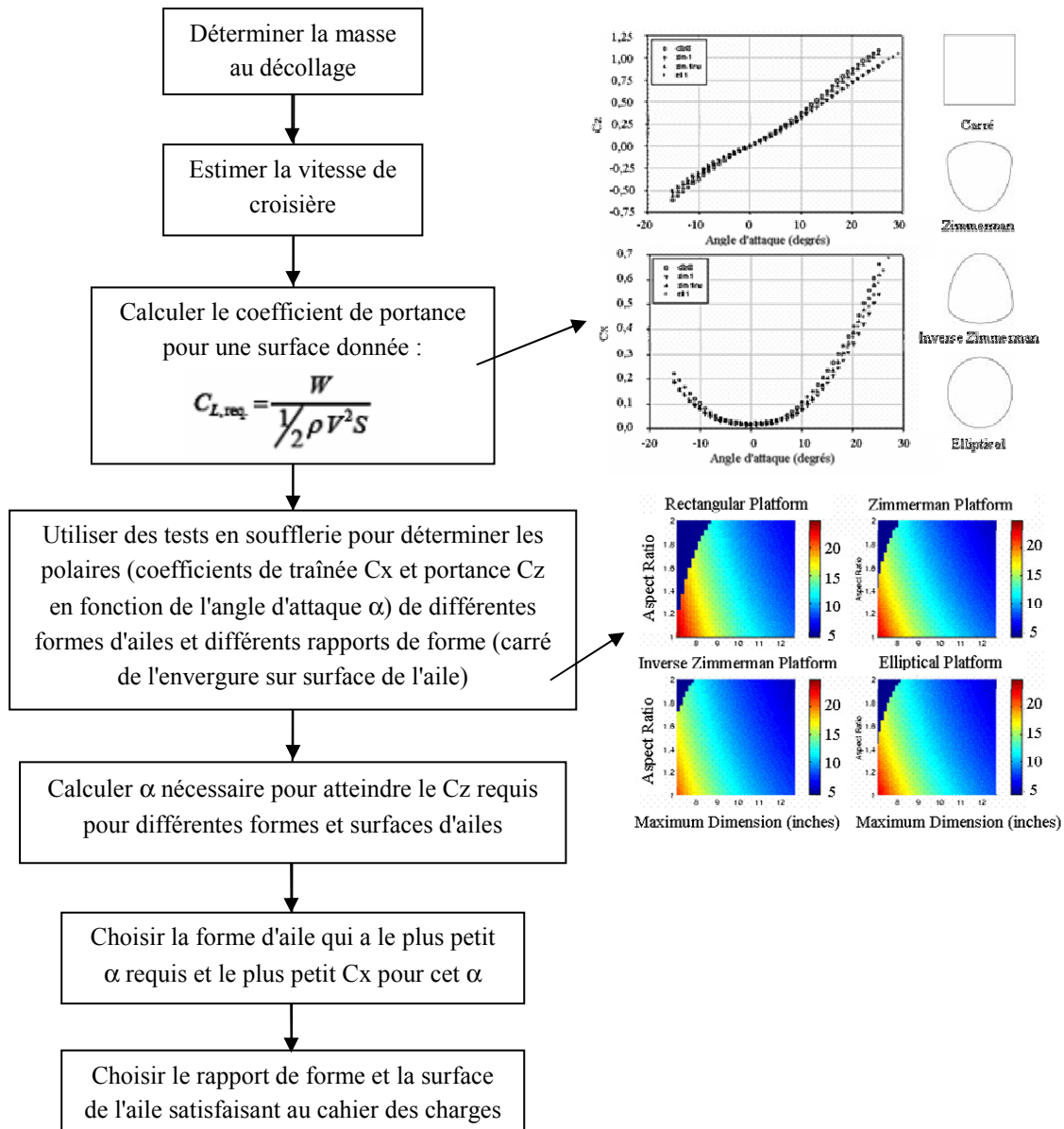


Fig. I. 19. Méthode de conception d'un micro-drone à aile fixe

Bien que cette méthode soit destinée aux voilures fixes, elle peut être appliquée aux voilures tournantes dans le cadre de la théorie des éléments de pales que nous verrons dans le chapitre suivant.

I.3.1.2.2 Problème dans le cas du vol stationnaire

Concernant les drones à ailes battantes, leur étude aérodynamique provient à la base des études sur les oiseaux [KUE41, ELL84, NOR85]. Ensuite, le modèle a été amélioré [JON80, FAI82] et adapté aux ornithoptères [DEL93a, DEL93b, DEL94]. Cependant, il est fonctionnel pour un véhicule avec une vitesse d'avancement assez grande, et n'est plus applicable à de faibles vitesses de déplacement ou à du vol stationnaire. Il faut s'orienter vers les insectes pour trouver de meilleures analogies [BIK02, SIN04].

I.3.1.2.3 Problème de la couche limite

Enfin, les voilures tournantes ont aussi fait l'objet de nombreuses études théoriques et expérimentales aux faibles nombres de Reynolds [SCH67, CAR81, SEL89, MAY02, COR02]. Il en résulte un décrochage de la couche limite à ces faibles nombres. En effet, les écoulements d'air autour d'un profil comportent une zone laminaire, un point de décollement, une zone de turbulence et une zone morte (Fig. I. 20). Plus le nombre de Reynolds augmente, plus la zone morte diminue et permet à la zone de turbulence d'atteindre le bord de fuite, ainsi la zone morte forme une zone appelée bulle décollée laminaire. La conséquence immédiate est une augmentation de la portance et une diminution de la traînée aérodynamique.

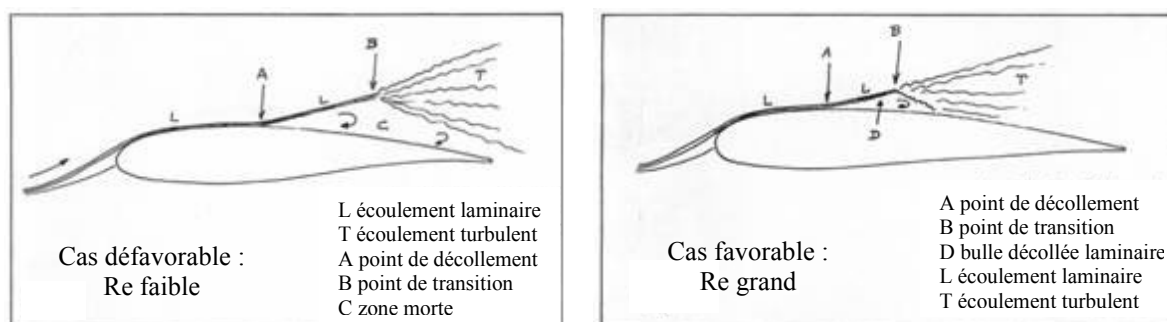


Fig. I. 20. Ecoulement d'air autour d'un profil d'aile

De nombreux efforts ont été faits ces vingt dernières années pour analyser ce phénomène et trouver une solution pour concevoir des profils efficaces aux faibles nombres de Reynolds [EPP90, DRE92, SEL97]. Quackenbush et al. [QUA04] proposent un outil d'analyse aérodynamique pour concevoir des VTOLs : le CHARM (Compréhensive Hierarchical Aeromechanics Rotorcraft Model), un modèle qui s'appuie sur des résultats expérimentaux et théoriques pour plusieurs configurations de voilures tournantes (une seule hélice, deux hélices contra-rotatives et une hélice carénée) allant des nombres de Reynolds faibles à modérés.

I.3.2 L'énergie et l'autonomie pour le vol stationnaire

I.3.2.1 Les carburants chimiques

Les moteurs thermiques sont en majorité utilisés pour des drones de grandes dimensions plutôt que pour les drones miniatures, en raison de la difficulté de concevoir de petits moteurs fonctionnant avec du gazole (pouvoir calorifique de 12 kWh/kg) ou du méthanol. Cependant, le récent développement de microturbines laisse des perspectives intéressantes pour l'utilisation de ce type de carburant.

I.3.2.2 L'énergie solaire

Le projet "Helios" montre que la propulsion électrique à partir de cellules photovoltaïques est possible. Toutefois, cette énergie est difficilement envisageable pour les drones miniatures où l'encombrement est très réduit. Rappelons que la puissance maximale fournie par 1 m² de cellules photovoltaïques

varie de 60 à 200 W pour une puissance lumineuse de 1 000 W/m² (ensoleillement maximum) selon les technologies de fabrication utilisées et les conditions météorologiques.

I.3.2.3 Les accumulateurs ou batteries électriques

Ce mode d'énergie est essentiellement utilisé pour les mini- et micro-drones. Les principaux critères de choix d'une batterie sont :

- la puissance instantanée massique qu'elle peut fournir,
- la quantité d'énergie stockée par unité de masse (énergie massique) mesurée en Wh/kg,
- la capacité C en Ah : charge restituée par la batterie pendant une décharge à courant constant pendant une heure,
- la tension nominale.

Deux principaux types de batteries ont été successivement utilisés : celles à base de Nickel et celles à base de Lithium. Ce sont des batteries rechargeables électriquement (branchement sur secteur avec un chargeur).

I.3.2.3.1 Les batteries Nickel

Les batteries Ni-Cd sont les plus anciennes batteries existantes, dont l'intérêt repose sur la fiabilité. Mais la toxicité du Cadmium a obligé les constructeurs à développer des batteries NiMH (Nickel Hydrure métallique) beaucoup moins polluantes en prévision de l'interdiction de leur commercialisation au 1^{er} janvier 2006 suite à une directive européenne [EUR04]. Les NiMH possèdent jusqu'à 2 fois plus de capacité que les Ni-Cd. Cependant, elles supportent mal les forts courants de décharge. Le Tab. I. 3 présente quelques données concernant les batteries du constructeur Saft à base de Nickel.

Technologie	Référence	Tension nominale (V)	Capacité (A.h)	Masse (g)	Energie massique (Wh/kg)
Ni-Cd	VE 2/3A	1,2	670	15	53,6
Ni-Cd	VE 4/5A	1,2	1050	22	57,3
Ni-Cd	VE C	1,2	2400	72	40
NiMH	VH AAA700	1,2	750	13	69,2
NiMH	VH AA1500	1,2	1500	26	69,2
NiMH	VH Cs HP	1,2	2820	53	63,8

Tab. I. 3. Exemples de batteries Saft à base de Nickel

I.3.2.3.2 Les batteries Lithium

Les batteries à base de Lithium sont plus performantes que les batteries à base de Nickel. Elles acceptent des charges électriques plus importantes. Le Lithium étant le métal le plus léger, l'autonomie est plus longue dans un boîtier moins lourd. De plus, cet accumulateur permet de délivrer des tensions

nominales de 3,6 V ou 3,7 V selon la chimie utilisée, avantage qui compense son mauvais comportement aux forts courants de décharge en diminuant le nombre de cellules à mettre à série.

Les deux technologies les plus utilisées sont les Lithium-Ion et les Lithium-Polymère.

Constructeur	Technologie	Référence	Tension nominale (V)	Capacité (A.h)	Décharge max	Masse (g)	Energie massique (Wh/kg)
Saft	Li-Ion	MP 144350	3,6	2,3	/	70	118
Panasonic	Li-Ion	CGR 18650A	3,6	2	/	43	167
Kontronik	Li-Ion	Konion	3,6	1,1	12C	41	97
Kokam	Li-Po		3,7	3	2C	60,5	183
Sophion	Li-Phosphate	IFR18650	3,2	1,45	/	38	122

Tab. I. 4. Caractéristiques constructeur de quelques batteries Lithium

Les batteries Kokam semblent les plus intéressantes avec des puissances massiques annoncées de 183 Wh/kg, soit 90 W/kg pour une demi-heure d'autonomie.

I.3.2.4 Les piles à combustible

Ce sont des piles rechargeables mécaniquement par remplissage du réservoir avec de l'hydrogène ou du méthanol. Leur principe de fonctionnement est simple : de l'hydrogène réagit à l'anode pour libérer des protons et des électrons. Les premiers passent à travers l'électrolyte, alors que les électrons utilisent le circuit électrique. Ils se recombinent à la cathode avec de l'oxygène pour donner de l'eau. Il existe actuellement 6 types de piles à combustible :

- AFC (Alkaline Fuel Cell),
- PEMFC (Polymer Exchange Membrane Fuel Cell),
- DMFC (Direct Methanol Fuel Cell),
- PAFC (Phosphoric Acid Fuel Cell),
- MCFC (Molten Carbonate Fuel Cell),
- SOFC (Solid Oxid Fuel Cell).

Ces piles se différencient selon la nature de leur électrolyte et par conséquent selon leur température de fonctionnement, leur architecture et leurs domaines d'application. Par ailleurs, chaque pile a des exigences différentes en terme de combustibles.

Selon leurs spécificités, elles peuvent produire des puissances inférieures au Watt jusqu'à plusieurs MégaWatts. Leur autonomie va dépendre uniquement de la taille du réservoir (hydrogène ou méthanol). Chaque cellule peut fournir de 0,7 V à 1 V.

Types de piles	AFC	PEMFC	DMFC	PAFC	MCFC	SOFC
Electrolyte	Solution KOH	Membrane polymère conductrice de protons	Membrane polymère conductrice de protons	Acide phosphorique	Mélange de Li_2CO_3 et de KCO_3 fondu dans une matrice LiAlO_2	ZrO_2 et Y_2O_3
Ions dans l'électrolyte	OH^-	H^+	H^+	H^+	CO_3^{2-}	O^{2-}
T° d'utilisation	50-250	60-90	60-90	160-220	600-800	600-1000
Combustible	H_2	H_2	Méthanol	H_2	H_2	H_2
Oxydant	O_2	Air	Air	Air	Air	Air
Performances (W/cm^2)	0,07 à 0,1	0,2-0,35	0,2-0,35	0,1-0,3	0,1-0,3	2
Applications	Espace, Transports	Portable, Transports, Cogénération	Portable	Cogénération	Cogénération, Production centralisée	Cogénération, Transports, Production centralisée

Tab. I. 5. Données constructeurs de piles à combustibles

I.3.2.5 Les générateurs métal-air

A mi-chemin entre les piles à combustible et les accumulateurs, ils présentent des caractéristiques intéressantes en terme d'énergie massique (400 Wh/kg pour Al-Air). L'électrode à air fonctionne en milieu alcalin (hydroxyde de potassium KOH, NaOH ou NaCl). Elle réalise continuellement la réduction de l'oxygène de l'air en ions OH^- , c'est une électrode analogue à celle utilisée dans les piles à combustibles H_2 -air. L'électrolyte constitue le combustible, mais l'électrode d'aluminium est oxydée lors de la décharge sous la forme d'aluminate de potassium ou de sodium. Les aluminates peuvent être redécomposés dans un organe annexe pour redonner du KOH ou NaOH et Al_2O_3 , H_2O . L'aluminium ou le zinc n'étant pas régénérables électriquement à partir des aluminates, le fonctionnement du système impose donc le remplacement périodique de l'électrolyte et de l'électrode métallique. Une cellule Al-Air peut fournir 1,2 V.

I.3.3 La propulsion

Les principaux drones miniatures utilisent des moyens de propulsion comme les moteurs électriques du commerce ou des moteurs thermiques de petites cylindrées issus aussi de l'aéromodélisme. Il est étonnant de constater que pas ou peu de recherches sont effectuées pour trouver une combinaison propulsion - voilure plus performante que celle utilisant les moteurs actuels. En effet, les efforts sont pour l'instant portés sur l'aérodynamique des hélices où le domaine des faibles nombres de Reynolds est un secteur qui a besoin d'être exploré pour être maîtrisé, alors que les systèmes de propulsion sont assez bien connus et ne font pas l'objet d'une grande attention. De plus, la plupart des études concernent le vol d'avancement et non le vol stationnaire. Cependant, il existe quelques solutions innovantes, notamment pour les drones à ailes battantes.

I.3.3.1 Le moteur thermique

A grande échelle, le principal mode de propulsion est le moteur thermique, alimenté par des carburants à fort pouvoir calorifique. Le principal inconvénient de ce type de moteur pour son utilisation dans des modèles réduits est sa signature acoustique très importante, ce qui est très préjudiciable pour un véhicule qui se veut discret ! De plus, son utilisation s'accompagne d'une pollution atmosphérique locale qui, par exemple, peut perturber une mission se déroulant dans des espaces confinés.

Malgré cela, ce mode de propulsion est très performant avec, certes, des rendements thermomécaniques inférieurs à 30 % mais les énergies massiques des carburants pétroliers proches des 12 kWh/kg compensent ces faibles rendements.

I.3.3.2 Le moteur électrique

Peu ou pas utilisé pour la motorisation de grands véhicules (aériens ou terrestres) à cause des faibles performances des accumulateurs électriques (conséquences : masse des accumulateurs embarqués trop élevée ou autonomie trop réduite), le moteur électrique retrouve ses lettres de noblesse pour la propulsion des véhicules modèles réduits. En effet, les inconvénients du moteur thermique deviennent les atouts du moteur électrique à ces dimensions, à savoir faible bruit acoustique et aucun rejet gazeux. L'aéromodélisme utilise beaucoup ces moteurs pour la propulsion d'avions modèles réduits qui, équipé de moyens d'autopilotage et de surveillance, deviennent de vrais drones miniatures. Pour ce type d'application, deux types de moteurs électriques existent :

- le moteur à courant continu avec balais,
- le moteur synchrone sans balais ou "brushless".

I.3.3.2.1 MCC à balais

Les moteurs à courant continu sont les plus utilisés en raison de leur faible coût et de leur simplicité de fonctionnement (l'augmentation de la tension d'alimentation entraîne directement l'augmentation de la vitesse). Dans ce genre de moteur, les aimants sont placés sur la cage du moteur, ils sont fixes et forment le stator. Le bobinage est fixé sur l'axe rotatif et l'on injecte le courant à l'intérieur de ces bobines par l'intermédiaire des balais (ou charbons) et du collecteur. Cependant, l'utilisation d'un collecteur occasionne des pertes dues aux frottements des balais, ce qui limite leur rendement à 70 %.

Le principal constructeur de moteurs à courant continu pour l'aéromodélisme est la société Mabuchi avec des gammes de puissance du Watt à la centaine de Watt pour les moteurs de modélisme. Le plus utilisé est le RS-540RH/SH (Fig. I. 21). A rendement maximum, les données constructeurs indiquent une puissance de sortie de 50 W à 15 000 tr/min sous 12 V (rendement de 73 %) pour une masse de 160 g.

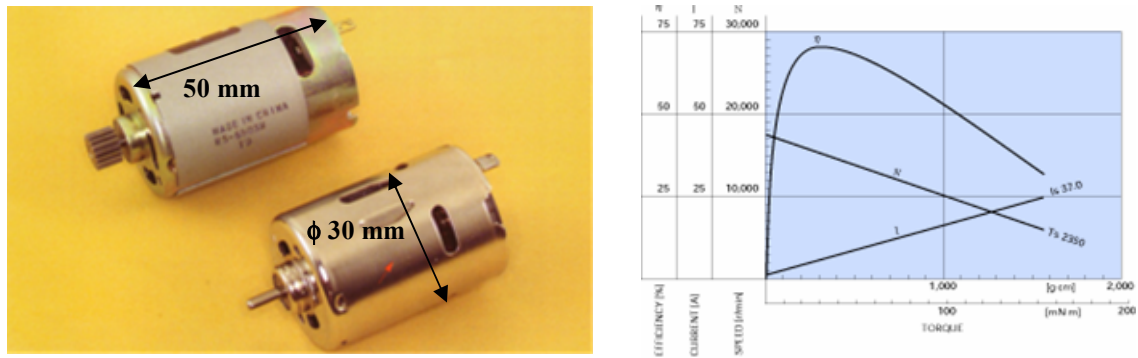


Fig. I. 21. Moteur Mabuchi RS-540RH/SH et ses données constructeurs

I.3.3.2 Moteurs Brushless

Les moteurs brushless n'utilisent pas de collecteurs mais un variateur spécifique qui crée, en fonction de la position du rotor, des courants triphasés produisant une force électromotrice et entraînant le moteur en rotation. Le couple produit est proportionnel au courant de phase, au champ magnétique du rotor et au rayon du moteur. La commande en courant permet d'imposer le couple à vitesse de rotation constante, la commande en tension permet d'imposer la vitesse de rotation à couple constant. Si on travaille en couple, une résistance de bobinage faible est nécessaire pour réduire les pertes par effet Joule. L'absence des frottements des balais permet d'atteindre des rendements plus élevés (proche des 80 %). Cependant, ces moteurs nécessitent un variateur pour convertir la tension continue provenant de la batterie en tension triphasée, ce qui augmente leur coût.

On peut distinguer les brushless à rotor interne et les brushless à rotor externe.

Brushless à rotor interne

Les brushless "classiques" à rotor interne sont composés d'un stator externe comportant 3 ou 6 bobines connectées en étoile ou triangle et d'un rotor cylindrique interne (généralement 2 pôles) porteur de l'arbre de sortie fournissant la puissance mécanique à l'hélice. Ils peuvent tourner jusqu'à 30 000 tr/min pour ce type d'application. Cependant, ils nécessitent l'utilisation d'un réducteur pour faire tourner les hélices à des vitesses entre 3000 et 7000 tr/min. Cela est un surplus de masse et une perte de rendement supplémentaire.



Fig. I. 22. Moteur Brushless Hacker B20-18L

Brushless à rotor externe (ou à cage tournante) dit "LRK"

Initialement, ce moteur fut présenté en 2000 par Ludwig Reztbach [[LRK00](#), [LRK01](#)] comme un moteur facile à réaliser soi-même à partir des moteurs de CD-ROM et possédant un couple très élevé

pour entraîner directement une hélice. Depuis, beaucoup d'amateurs s'y sont essayés, apportant quelques modifications tout en gardant le principe de base, et des industriels (Torcman, Model Motors) en ont commercialisés.

Baptisés LRK du nom de leurs concepteurs (Lucas, Retzbach et Kuerfuss), ces moteurs possèdent un stator interne comportant 3.n bobines connectées en étoile ou triangle, et un rotor cylindrique externe (en général multipôles 12, 14, etc.). Par rapport à un moteur à rotor interne, pour une masse et une puissance électrique équivalente, on peut espérer un couple plus important du fait d'un plus grand bras de levier créé par la position des aimants en périphérie du moteur. Si ce couple est suffisant, on peut éliminer l'étage du réducteur et donc gagner en masse et en rendement sur l'ensemble de la chaîne de traction. Cette conception en rotor externe leur permet d'atteindre des rendements de 90 %. La possibilité d'un entraînement direct de l'hélice leur permet d'être les moteurs les plus convoités actuellement en aéromodélisme.

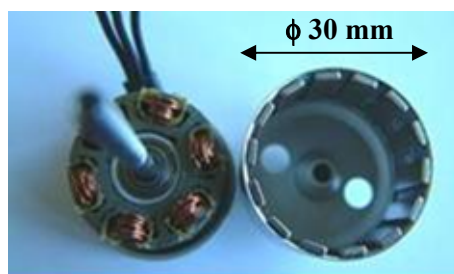


Fig. I. 23. Moteur brushless à cage tournante LRK

L'entraînement direct d'hélice par des moteurs est plus courant pour les engins sous-marins. Abu Shark et al. ont mis au point un moteur intégré dans le carénage de propulseurs pour petits véhicules sous-marins [ABU04]. L'hélice est couplée au rotor et tourne à l'intérieur du stator. Le diamètre de l'hélice est de 50 cm, celui du carénage de 70 cm. Ce dispositif n'étant pas destiné à s'élever dans les airs, la masse n'est pas optimisée et par conséquent, il n'y aucune contrainte particulière sur la masse des aimants et leurs dimensions. Toutefois, ce type d'intégration directe entre le moteur et l'hélice peut s'envisager en aéromodélisme pour des rotors et des hélices plus petites, par exemple dans le cadre d'un quadrirotor caréné.

I.3.3.3 Les microturbines

Si l'on choisit une stratégie de vol dynamique, il est possible de s'inspirer du mode de propulsion des avions à réaction. Il existe sur le marché des micro-turbines [TUR03] adaptées à ce mode de propulsion (Fig. I. 24). Les recherches en matière de micro-turbines n'en sont qu'à leur début (notamment entre la compagnie M-DOT et la DARPA), mais les résultats obtenus aujourd'hui laissent entrevoir un bon avenir pour ce mode de propulsion dans le monde des micro-drones.



Fig. I. 24. Microturbine pour drones miniatures

I.3.3.4 Les "muscles" chimique auto-entretenus (RCM)

Développé au Georgia Tech dans le cadre du projet "entomopter", micro-drone à ailes battantes, le RCM (Reciprocating Chemical Muscle) est un dispositif régénérateur qui convertit l'énergie chimique en mouvement grâce à une réaction chimique directe sans combustion [RCM97], il fonctionne un peu comme un piston dans une machine à vapeur. Les densités d'énergie par unité de masse produites par une réaction chimique comme une oxydation ou une combustion sont très supérieures à ce que peut produire les accumulateurs électriques actuels. Dans l'optique d'un fonctionnement sur Mars, le carburant utilisé est un monoergol (hydrazine par exemple), ergol de formation endothermique qui a la propriété de se suffire à lui-même (pas besoin d'un apport extérieur d'oxygène). Souvent les monoergols nécessitent un catalyseur (ions ferreux par exemple) pour assurer leur décomposition et produire les gaz propulsifs. Ce type de carburant est exclusivement destiné à la propulsion de fusées ou de vaisseaux spatiaux.

Le RCM est prévu pour fonctionner à la fréquence de résonance de la structure de l'aile et est capable de stocker de faibles quantités d'énergie. Les premiers tests et calculs dérivés permettent d'estimer une autonomie de 3 min pour un entomoptère de 50 g avec 1 ml de carburant (Fig. I. 25).



Fig. I. 25. Ornithoptère propulsé par des "muscles" chimiques

I.4 CHOIX D'UNE CHAÎNE DE TRACTION ÉLECTRIQUE POUR UN MICRODRONE EN VOL STATIONNAIRE

Pour choisir efficacement les éléments d'un microdrone, il faut connaître le type de mission pour lequel il est fait et l'environnement dans lequel il doit évoluer.

Dans tous les cas, il est destiné à des missions de proximité. On privilégiera des ailes fixes pour des surveillances sur zone, et des voilures tournantes pour des reconnaissances en milieu difficile (ville, forêt) où on a besoin de faibles vitesses de déplacement. De plus, il est préférable d'utiliser des microdrones de grande taille (50 à 70 cm) en extérieur plutôt que de petite taille (15 cm), plus sensible aux conditions climatiques.

Enfin, le besoin d'une discrétion acoustique (ou non) orientera le choix final du type de propulsion : une mission de surveillance ou reconnaissance nécessite d'être silencieux, alors que les missions d'inspection d'ouvrage d'art ne nécessite pas cette contrainte.

Actuellement, pour les nouveaux besoins militaires, les microdrones devront équiper les fantassins comme aide dans leurs progressions en milieu hostile. Leur utilisation principale est du type : "voir derrière la colline ou le bâtiment". Les attentes concernant ces véhicules sont les suivantes :

- Capable de se déplacer aisément en associant vitesse et relative insensibilité aux intempéries,
- Capable de stabilisation, voire d'arrêt pour la prise de vue et autres informations, avec analyse et transmission,
- Robuste, facilement transportable et sans risque, d'un maniement simple et intuitif.

A partir des différentes contraintes étudiées précédemment sur la miniaturisation d'un drone, on peut dégager une structure de base répondant aux besoins et fixer quelques limites en terme de dimension, autonomie et masse :

- Etre transportable \Rightarrow ***encombrement limité à 50 cm***,
- Aller derrière la colline \Rightarrow ***portée < 500 m et autonomie > 30 min***,
- Etre discret (faible signature acoustique et visuelle) \Rightarrow ***propulsion électrique***,
- Vol stationnaire pour prise de vue \Rightarrow ***voilure tournante***,
- Pilotage automatique, Analyse et Transmission de données, Détection d'obstacles, Stabilisation \Rightarrow ***charge utile***.

Ce cahier des charges est complété par une masse maximale du drone fixée à 500 g pour notre étude.

L'enjeu principal dans la réalisation d'un drone miniature à propulsion électrique et à voilure tournante est de lui fournir une puissance électrique suffisante pour lui permettre de réussir sa mission : se déplacer, se stabiliser et alimenter toute l'électronique embarquée. En effet, le vol stationnaire est le vol qui absorbe le plus de puissance mécanique par rapport à la masse totale d'un modèle réduit : de 10 à 40 W/kg pour un planeur motorisé, de 40 à 100 W/kg pour un avion lent (faible motorisation), de 100 à 250 W/kg pour un avion rapide et de 160 à 300 W/kg pour du vol stationnaire [KIR02].

Dans le cadre du contrat DGA PEA n° 02.34.037 [DGA04], une chaîne de traction électrique pour drone stationnaire a été étudiée et dimensionnée au LEG en n'utilisant que des éléments vendus dans le

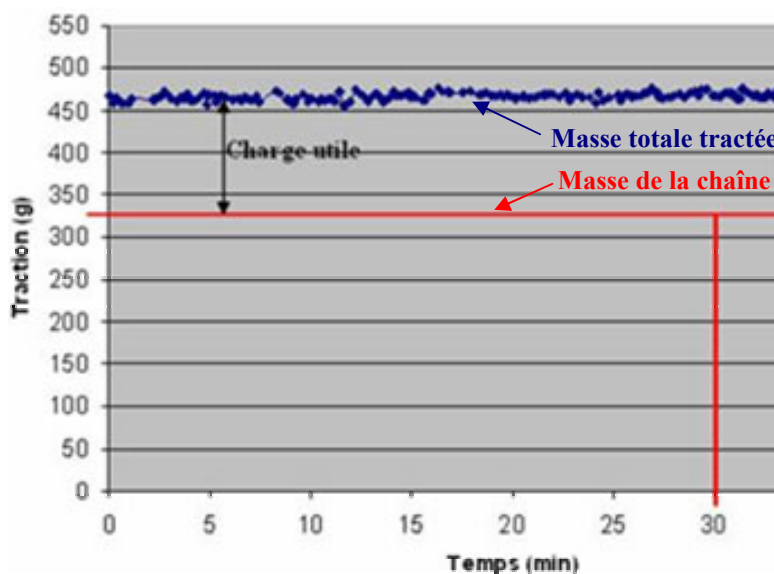
commerce. Les tests sur les batteries (§3.3.) et les moteurs (§3.4.) existants fournissent des ordres de grandeurs sur les énergies massiques des batteries (140 Wh/kg pour les Panasonic) et sur les puissances massiques de l'ensemble convertisseur-moteur-réducteur (215 W/kg). Le tableau suivant montre les différents éléments utilisés dans la chaîne de traction dimensionnée et leurs caractéristiques.

Eléments	Référence	Masse (g)	% Masse totale	Performances et point de fonctionnement		
3 batteries en série	Panasonic CGR 18650 A	135	41,7	42 W fournies	54 W fournies	135 Wh/kg
Variateur	Advance 18-3P	23	7,1	31 W 7700 tr/min rendement 74 %	36 W 4900 tr/min rendement 67 %	maximum 350 W/kg
Moteur AXI	221226	57	17,6			
Réducteur	VMGM 3,86:1	23	7,1	rendement > 95 %		
Hélice ϕ 50 cm	APC 28 x 50,8	86	26,5	500 g de traction avec 26 W nécessaire à 1600 tr/min		

Tab. I. 6. Performances à différents points de fonctionnement des éléments testés de la chaîne

La chaîne de traction testée pèse au total 324 g. En supposant que la masse de la chaîne de traction corresponde à 75 % de la masse du drone, on aura une masse totale à sustenter de 430 g. Si on construit une chaîne de traction au point de fonctionnement de l'hélice, c'est-à-dire une hélice qui a besoin de 26 W pour sustenter 500 g en tournant à 1600 tr/min, on disposera de 70 g de charge utile.

Un essai d'autonomie a été mené pour montrer qu'il était possible de maintenir un drone de 460 g en vol stationnaire pendant une demi-heure. Les caractéristiques de ce test sont illustrées sur la figure suivante.



Traction = 466 g
Charge utile = 140 g

$I_{\text{batteries}} = 3,42 \text{ A}$
 $U_{\text{batteries}} = 10,28 \text{ V}$
 $P_{\text{électrique}} = 35 \text{ W}$

$V_{\text{moteur}} = 6020 \text{ tr/min}$
 $V_{\text{hélice}} = 1560 \text{ tr/min}$
 $P_{\text{mécanique}} = 22,75 \text{ W}$
 $C_{\text{moteur}} = 0.1395 \text{ N.m}$

Rendement = 65 %

Fig. I. 26. Résultat d'un test d'autonomie à partir d'éléments sur "étagères"

Cet essai est très encourageant puisqu'il a été réalisé à partir d'éléments existants qui ont été choisis au mieux pour avoir la meilleure autonomie. Cependant, la principale difficulté est de trouver le meilleur point de fonctionnement de l'ensemble moteur – hélice. En effet, les tests sur les hélices (que nous verrons plus en détail dans le chapitre suivant) ont mis en évidence qu'il fallait utiliser de grandes hélices pour obtenir la meilleure traction, et que celles-ci ont besoin de tourner entre 1000 et 2000 tr/min pour être performantes. Or, à ces vitesses, il n'existe pas de moteurs ayant de bonnes performances (rendement > 60 % et délivrant 30 W) capables d'entraîner en direct ces hélices. On est obligé d'utiliser un réducteur avec les moteurs AXI, ce qui augmente le bilan de masses et diminue le rendement de la chaîne. De plus, les hélices habituelles de avions modèles réduits ne sont pas dessinées et dimensionnées pour être utilisées en vol stationnaire. Le couple moteur - hélice habituellement utilisé sur une aile fixe n'est pas forcément adapté à ces contraintes. Le chapitre suivant essaiera d'apporter une réponse sur les hélices à utiliser pour faire du vol stationnaire.

En conclusion, il est nécessaire de prendre en compte tous les composants du drone pour chercher à minimiser la masse de l'engin, tout en maximisant le rendement global de la chaîne de traction. La chaîne de traction peut donc encore être améliorée sur les points suivants :

- trouver les meilleures caractéristiques des hélices (pas, diamètre et profil) pour un cahier des charges donné (diamètre et masse à sustenter) à partir d'une étude aérodynamique,
- concevoir un moteur électrique pouvant entraîner directement les grandes hélices et ayant de meilleures performances que le couple moteur-réducteur actuel (en terme de rendement et puissance massique) en faisant correspondre son point de fonctionnement optimal à celui de l'hélice,
- optimiser l'ensemble par des moyens logiciels pour trouver le meilleur compromis.

CHAPITRE III

CONCEPTION, MODELISATION ET OPTIMISATION D'UN MOTEUR PLANAIRE

Résumé :

Un moteur électrique sans balais se dimensionne par son couple, la puissance et le rendement dépendront ensuite de la vitesse. Pour améliorer le couple d'un moteur, il est possible d'agrandir son diamètre, mais cela peut augmenter sa masse ; une solution est d'amincir le moteur pour en faire un moteur planaire. Plusieurs configurations de moteurs planaires ont été modélisées, optimisées puis comparées au moyen de courbe de Pareto en traçant la masse minimale possible d'obtenir pour un rendement donné à une puissance donnée.

La configuration retenue est un moteur synchrone multipolaire constitué de deux bobinages statoriques triphasés planaires à double couche, disposés de part et d'autre d'un rotor en aimant permanent.

La modélisation complète du moteur comporte un paramétrage géométrique du stator et du rotor, un modèle magnétique des aimants (basé sur un modèle à densité de charges équivalentes), un modèle électrique (tension de force électromotrice, résistance des conducteurs), un modèle des pertes aérodynamiques et par courants de Foucault, et enfin un modèle de la masse des différents matériaux (cuivre, aimant et substrat).

Pour une puissance mécanique et une vitesse de rotation données, nous allons chercher à minimiser la masse et maximiser le rendement. Ce dimensionnement s'effectue à l'aide de logiciels d'optimisation, Pro@Design et CDI_Optimiser, utilisant une méthode de dérivées partielles. En effet, il est humainement impossible de trouver manuellement une solution optimale satisfaisant au cahier des charges, à cause de toutes les interconnexions entre les nombreux paramètres et des contraintes imposées par les technologies de fabrication.

Disposant de deux technologies de fabrication différentes pour les stators, deux moteurs ont été dimensionnés avec des contraintes géométriques différentes.

Le premier utilise les techniques de circuits imprimés double couche. D'un diamètre de 50 mm, son rendement pour fournir 28 W à 4000 tr/min est estimé à 39 %. Les conducteurs, d'une épaisseur de 70 μm , ont une largeur minimale de 280 μm et sont espacés de 177 μm . Le rotor comporte 120 pôles de longueur 10 mm et d'épaisseur 700 μm . La masse de cet ensemble est estimée à 8 g.

Le second utilise une technique d'emboutissages de tôles. Il est plus grand (70 mm) et plus performant (47 % à 3000 tr/min). Néanmoins, il sera plus lourd (18 g). Le nombre de pôles est de 144, d'une largeur minimale de 1 mm et d'épaisseur 1 mm. Les conducteurs font la même largeur (280 μm) mais sont plus épais (100 μm) et plus espacés (310 μm).

CHAPITRE II
PUISSANCE MECANIQUE NECESSAIRE A LA
SUSTENTATION EN VOL STATIONNAIRE

Afin de pouvoir dimensionner correctement la chaîne de traction et le moteur électrique, il faut d'abord évaluer la puissance mécanique nécessaire à la sustentation de la masse maximale du drone (500 g) en fonction de l'encombrement disponible (50 cm maximum). L'ordre de grandeur que nous disposons pour notre cahier des charges (60 W) n'est qu'une estimation et il est nécessaire de connaître plus précisément les besoins en puissance et en vitesse. Pour ce faire, plusieurs voies seront explorées : théorique, logicielle et expérimentale.

Dans un premier temps, la théorie de Froude va permettre d'obtenir un ordre de grandeur de la puissance en fonction du rayon de l'hélice et de la masse à sustenter, à un facteur près. Ensuite, nous compléterons cette théorie par celle des éléments finis de pale qui fait appel aux données aérodynamiques de l'hélice. Cependant, ne disposant pas de soufflerie pour caractériser les profils des différentes hélices, nous ne pourrions comparer celle-ci aux différents résultats expérimentaux.

Dans un deuxième temps, nous explorerons le logiciel Motocalc qui est dédié à la conception de modèles réduits à partir d'une banque de données d'éléments existants, et essaierons de l'appliquer à notre voilure tournante pour du vol stationnaire.

Enfin, les tests expérimentaux sur différentes hélices permettront de déterminer les points de fonctionnements optimaux de ces hélices, et d'essayer de trouver l'hélice satisfaisant au mieux notre cahier des charges. Des solutions aérodynamiques seront proposées pour améliorer la traction du microdrone.

II.1 DIFFERENTES THEORIES POUR ESTIMER LA PUISSANCE

II.1.1 Première approche : Théorie de Froude

II.1.1.1 Introduction

Cette théorie applique les lois de base de la mécanique des fluides (conservation de la masse, de la quantité de mouvement, et de l'énergie) à une hélice et à l'écoulement de l'air pour estimer les performances d'une hélice. C'est une analyse globale reliant les vitesses d'écoulement à la poussée et à la puissance de l'hélice. Elle a été développée pour la propulsion marine par W.J.M. Rankine en 1865 [RAN65] et par Froude, père et fils, en 1878 [FRO78] et 1889 [FRO89], puis améliorée par A. Betz en 1920 avec l'incorporation du sillage dans les calculs [BET20].

II.1.1.2 Hypothèses de la théorie

1. L'*hélice* est composé d'une *infinité de pales* et doit être *considéré comme un disque* accélérant uniformément l'air à travers lui *sans perte de traction sur les bords* (Fig. II. 3)
2. La puissance requise pour produire la traction est représentée seulement par l'énergie cinétique communiquée à l'air composant le sillage.

3. Le *disque* est *infiniment fin* pour qu'il n'y ait pas de discontinuités de chaque côté du disque.
4. Le *fluide* est supposé *parfait* et *incompressible*.
5. Les pertes dues au profil et aux pales ne sont pas prises en compte (*pas de traînée*).

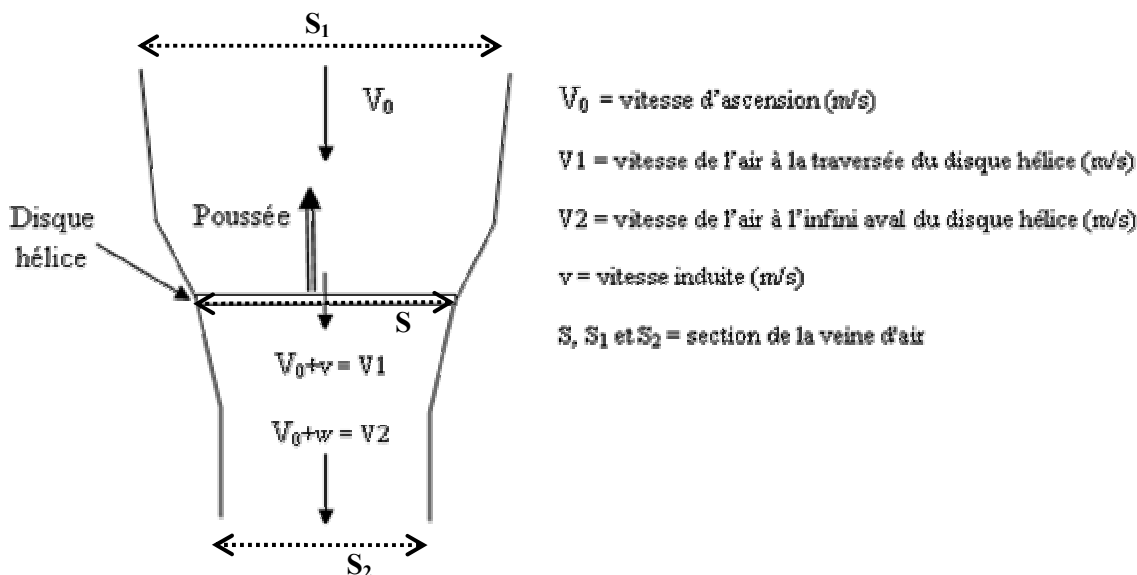


Fig. II. 1. Vitesses mises en jeu dans la théorie de Froude

Lors de la phase d'ascension, la vitesse axiale V_1 de l'air accéléré à travers l'hélice est plus grande que la vitesse d'ascension de l'hélice V_0 . L'augmentation de la vitesse de l'air depuis sa vitesse initiale V_0 jusqu'à sa vitesse à travers l'hélice est appelée vitesse induite et est notée v .

La conservation du flux d'air à travers la veine d'air donne : $S_1.V_0 = S.V_1 = S_2.V_2$.

Comme on a $V_0 < V_1 < V_2$ pour les vitesses, on obtient $S_1 > S > S_2$ pour les sections.

II.1.1.3 Vitesse induite et poussée en vol stationnaire

L'objectif d'une hélice est de transmettre à la structure de l'appareil une vitesse de déplacement en créant une force propulsive par variation de la quantité de mouvement de l'air qui la traverse.

Cette force propulsive (T) s'exprime en fonction du débit massique D (kg/s) de l'air traversant l'hélice et de l'écart de vitesse entre amont et aval infini du disque hélice (variation de la quantité de mouvement entre amont et aval de l'hélice) :

$$T = D.(V_2 - V_0) \quad (\text{II. 1})$$

Par ailleurs, le débit massique à travers l'hélice s'écrit :

$$D = \rho_{air} . \pi . R^2 . V_1 \quad (\text{II. 2})$$

Où $\rho_{air} = 1,2 \text{ kg/m}^3$ est la masse volumique de l'air à 20 °C et sous 1 atm.

On considère que l'augmentation de vitesse à travers l'hélice se fait pour moitié devant le disque hélice et pour moitié derrière ce disque :

$$V_1 = \frac{V_0 + V_2}{2} \quad (\text{II. 3})$$

L'expression de la poussée devient :

$$T = \rho_{air} \cdot \pi \cdot R^2 \cdot V_1 \cdot (2V_1 - 2V_0) \quad (\text{II. 4})$$

Dans le cas du vol stationnaire, l'hélice fonctionne au point fixe ($V_0 = 0$). La poussée est donnée par :

$$T = 2 \cdot \rho_{air} \cdot \pi \cdot R^2 \cdot V_1^2 \quad (\text{II. 5})$$

La vitesse dans le disque hélice s'écrit donc:

$$V_1 = v = \sqrt{\frac{T}{2 \cdot \rho_{air} \cdot \pi \cdot R^2}} \quad (\text{II. 6})$$

On déduit de (II. 3) que la section de sortie du flux d'air S_2 est la moitié de la section de l'hélice S : $S \cdot V_1 = S_2 \cdot V_2$ et $V_2 = 2 \cdot V$ au point fixe.

II.1.1.4 Pertes induites en vol stationnaire et charge alaire

Le rapport poussée T sur surface de balayage S est appelé Charge Alaire (CA). Son augmentation entraîne l'augmentation de la vitesse induite (Eq. II.6), et de la puissance idéale requise $T \cdot v$.

Il sera donc important de **minimiser la charge alaire** le plus possible pour avoir de **bonnes performances** de l'hélice **en vol stationnaire**.

Pour une charge donnée, diminuer la charge alaire revient donc à augmenter le rayon de l'hélice.

II.1.1.5 Facteur de mérite de l'hélice

Du fait des hypothèses (pas de pertes de traînée dues au profil, pas de pertes de bord, pas pertes de sillage), l'analyse faite par cette méthode est idéalisée. Ainsi une vraie hélice aura t'elle besoin de plus de puissance qu'une hélice idéale pour faire du vol stationnaire avec une charge donnée et, donc, sera moins efficace.

On définit la puissance induite comme la puissance idéale requise pour produire une poussée:

$$P = T \cdot v \quad (\text{II. 7})$$

On peut alors introduire le facteur de mérite de l'hélice comme étant le rapport de la puissance induite sur la puissance réellement consommée par l'hélice pour avoir une telle poussée en vol stationnaire :

$$M = \frac{T \cdot V_1}{P_{méca}} \quad (\text{II. 8})$$

M est compris entre 0 et 1. L'hélice idéale a un facteur de 1, mais en général les très bonnes hélices ne dépassent pas les 0,8. Cela va dépendre de leur rayon, de leur pas et de leur profil.

En remplaçant V_1 par (II.6.), on obtient :

$$M = \frac{1}{P_{méca}} \sqrt{\frac{T^3}{2 \cdot \rho_{air} \cdot \pi \cdot R^2}} \quad (\text{II. 9})$$

II.1.1.6 Paramètres adimensionnels

Afin de comparer les performances des différentes hélices dans des conditions similaires d'utilisation, la traction et le couple développés par une hélice sont exprimés sous la forme de coefficients sans dimension.

On définit pour la traction le coefficient de traction C_T :

$$C_T = \frac{T}{\rho \cdot S \cdot (\Omega \cdot R)^2} \quad (\text{II. 10})$$

On définit pour le couple le coefficient de couple C_Q :

$$C_Q = \frac{C}{\rho \cdot S \cdot R \cdot (\Omega \cdot R)^2} \quad (\text{II. 11})$$

De même, on peut définir un coefficient de puissance C_P :

$$C_P = \frac{P}{\rho \cdot S \cdot (\Omega \cdot R)^3} \quad (\text{II. 12})$$

Comme $P = C \cdot \Omega$, on en déduit qu'en vol stationnaire, $C_P = C_Q$.

Le facteur de mérite s'écrit aussi en fonction des deux coefficients :

$$M = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{C_T^{3/2}}{C_P} \quad (\text{II. 13})$$

II.1.1.7 Puissance mécanique à fournir à l'hélice pour sustenter une masse m

Dans le cas du vol stationnaire, la poussée sert uniquement à maintenir l'aéronef en équilibre en l'air, donc elle sert exactement à compenser son poids :

$$T = m \cdot g \quad (\text{II. 14})$$

La puissance absorbée par l'hélice (ou fournie par l'arbre moteur) pour maintenir en vol stationnaire un aéronef de masse m s'exprime donc sous la forme:

$$P_{méca} = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{m^3 \cdot g^3}{2 \cdot \rho_{air} \cdot \pi \cdot R^2}} \quad (\text{II. 15})$$

On peut tenir compte des pertes dues aux turbulences en bout de pale en considérant qu'une partie de l'hélice proche du bord n'effectue pas de traction [BHA90]. On utilise alors un rayon effectif plus petit et obtenu en multipliant le rayon de l'hélice par un facteur correctif déterminé par:

$$B = 1 - \frac{\sqrt{2 \cdot C_T}}{b} \quad (\text{II. 16})$$

avec b le nombre de pales.

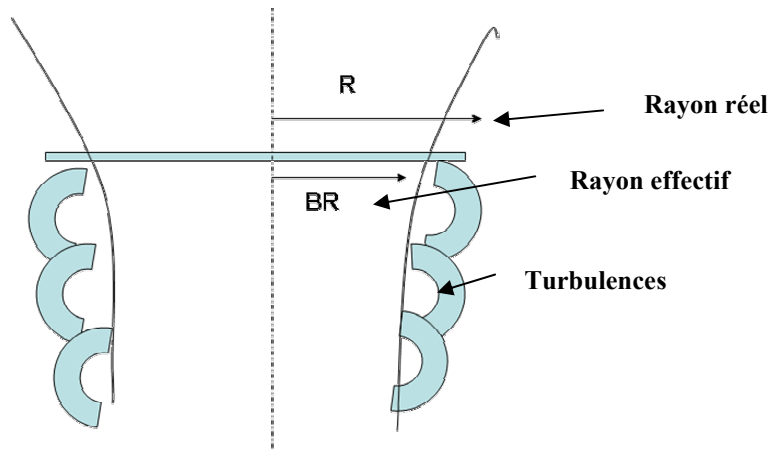


Fig. II. 2. Turbulences en bout de pale

La puissance absorbée s'écrit alors :
$$P_{méca} = \frac{1}{M} \cdot \frac{1}{B} \sqrt{\frac{m^3 \cdot g^3}{2 \cdot \rho_{air} \cdot \pi \cdot R^2}}$$

Pour un drone de 500 g et une hélice de diamètre 50 cm tournant à 2000 tr/min, le coefficient de traction C_T vaut $7,59 \cdot 10^{-3}$ et le facteur correctif correspondant est 0,938. Il s'améliore et tend vers 1 quand la vitesse augmente (C_T tend vers 0).

II.1.1.8 Premières approximations de la puissance requise

La puissance théorique idéale est donnée pour un facteur de mérite égal à 1 (Fig. II. 3. a.).

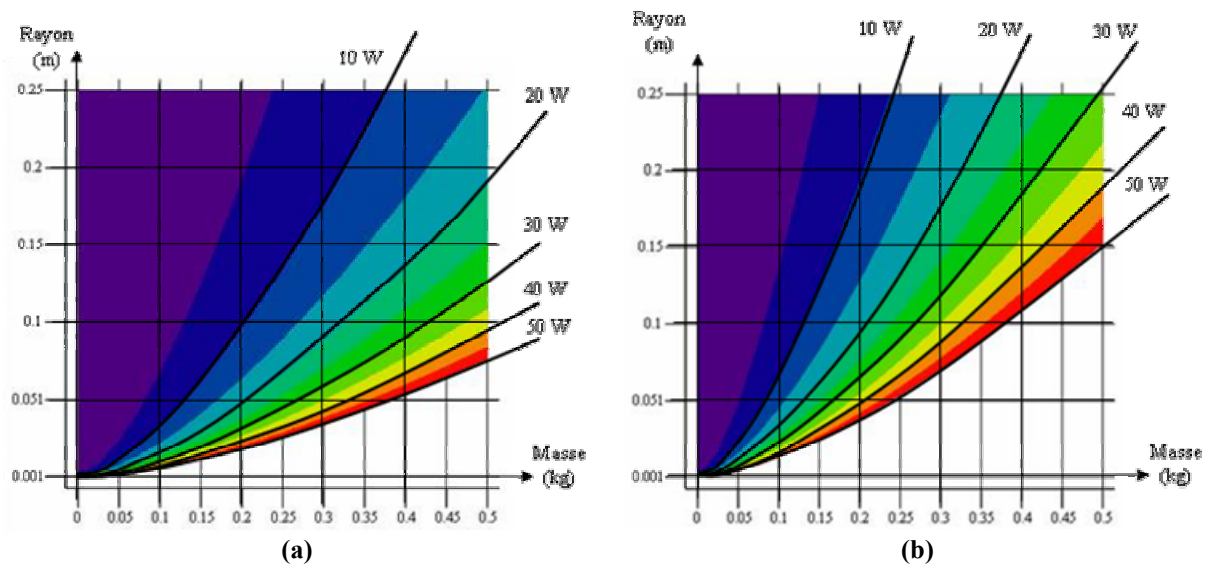


Fig. II. 3. Puissance requise à l'hélice
 2.a. dans le cas idéal ($M = 1$)
 2.b. dans un cas réel ($M = 0,5$)

Une hélice de diamètre 50 cm a besoin d'un minimum d'environ 15 W pour sustenter 500 g. Un facteur de mérite à 0,5 (plus réaliste) porte cette puissance à 30 W (Fig. II. 3.b.). On peut considérer pour la suite, et notamment le dimensionnement du moteur, que cette puissance est une valeur maximale, la plupart des hélices actuelles ayant des facteurs de mérite légèrement supérieurs à 0,5.

II.1.1.9 Comparaisons de différentes configurations

Les drones stationnaires peuvent se répartir en 3 catégories liées à leur nombre de propulseurs.

II.1.1.9.1 Une seule hélice

La configuration avec une seule hélice est la plus conventionnelle. Elle est soit de type hélicoptère avec un rotor de queue (Fig. II. 4. a), soit de type hélice carénée avec des aubes anti-couples ou des jets d'air directionnels (Fig. II. 4. b.). Elle permet d'avoir de bons rendements aérodynamiques et une bonne maniabilité. Cependant, l'encombrement du au rotor de queue ou à la taille de l'hélice la pénalise dans l'optique d'un drone transportable à dos d'homme.

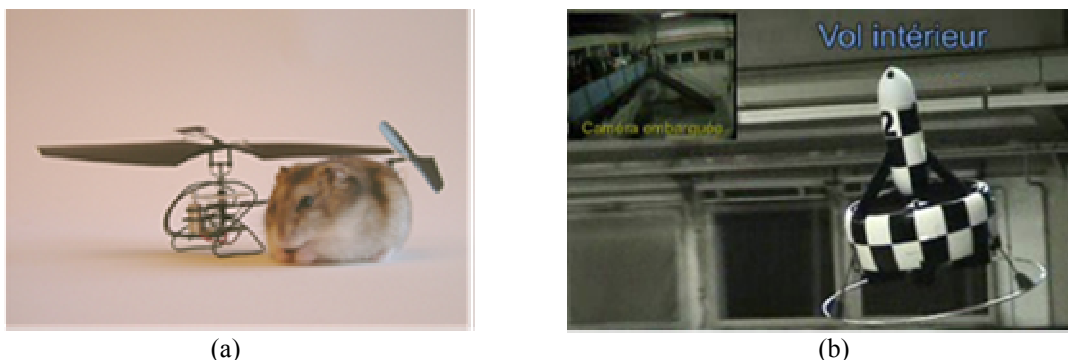


Fig. II. 4. Configuration à une seule hélice

4. a. Pixelito [PIX03]

4. b. Drone Bertin [BER04]

II.1.1.9.2 Deux hélices

Avec deux hélices, trois configurations sont possibles: coaxiales, côte à côte ou carénées coaxiales. Deux hélices coaxiales contrarotatives présentent l'avantage de n'avoir qu'un seul moteur mais nécessite une mécanique plus complexe pour faire tourner les hélices en sens contraire, nécessaire pour éviter que le drone tourne sur lui-même. La configuration à deux axes permet de régler la vitesse des moteurs indépendamment et ainsi de contrôler le déplacement du drone. Enfin, le système à hélices coaxiales carénées permet de protéger le système et d'améliorer l'aérodynamique mais peut avoir l'inconvénient d'être trop rigide et plus encombrant.

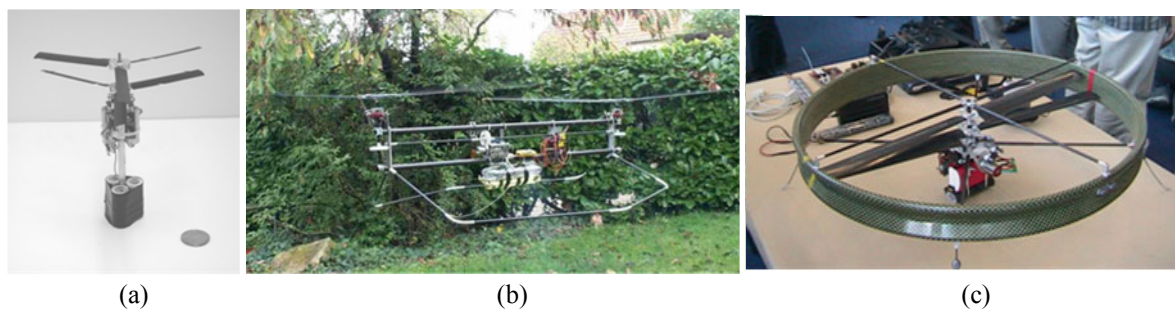


Fig. II. 5. Configurations birotor

5. a. Projet Micor [MIC02]

5. b. Projet HBE d'Aerodes [AER00]

5. c. Prototype au concours de microdrones 2004 à Toulouse

II.1.1.9.3 Multi-propulseurs

Enfin, la dernière catégorie est une des plus prometteuses actuellement. Avec quatre hélices, elle permet un contrôle complet du déplacement du drone en jouant sur la vitesse des quatre moteurs, elle est de plus d'une grande stabilité.



Fig. II. 6. Configurations quadri-rotor
6. a. Projet Mesicopter, Stanford [MES00]
6. b. Projet OS4, EPFL [OSF05]
6. c. Projet CPX04 [CPX04]

II.1.1.9.4 Conséquences sur la puissance requise

Selon la configuration choisie, une hélice n'aura pas le même diamètre et n'aura pas le même poids à sustenter. Par la suite, on désignera configurations n° 1 celle à une hélice, n° 2 celle à deux hélices contrarotatives, n° 3 celle à deux hélices désaxées et n° 4 celle à 4 hélices.

En supposant que l'encombrement maximal autorisé soit un disque de rayon R , une hélice de la configuration n° 3 a un rayon R_3 égal à $R/2$, et on peut démontrer que le rayon d'une hélice de la configuration n° 4 est égal à $R/2,41$. La figure suivante présente ces trois configurations avec des rayons d'hélice différents, et donc des surfaces balayées différentes.

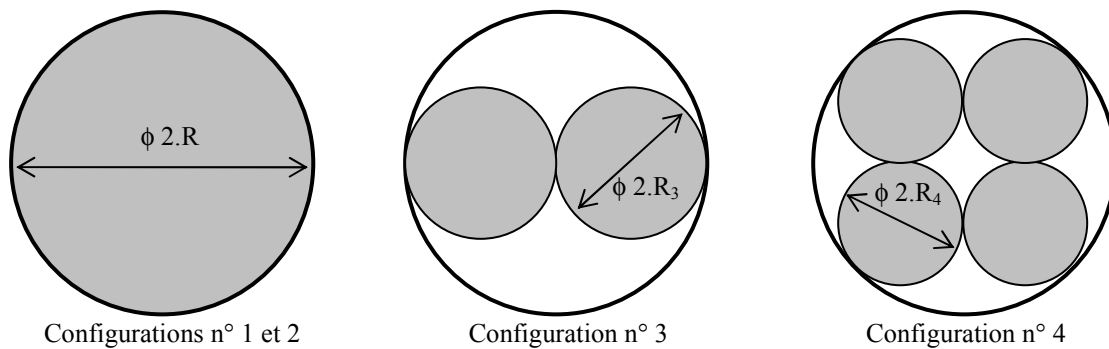


Fig. II. 7. Influence de la configuration sur le rayon des hélices

La multiplication des propulseurs implique une puissance absorbée par chaque hélice beaucoup plus faible, des moteurs moins puissants et plus légers. Le Tab. II. 1. montre les puissances requises selon la configuration choisie dans le cas où toutes les hélices ont le même facteur de mérite de 0,5.

Configuration	Rayon (cm)	Masse à sustentée / hélice (g)	Puissance absorbée / hélice (W)	Puissance totale (W)	Charge Alaire (kg/m ²)
(1) Une hélice	25	500	31,6	31,6	2,55
(2) 2 hélices coaxiales	25	250	11,2	22,4	1,27
(3) 2 hélices côte-à-côte	12,5	250	22,4	44,8	5,09
(4) 4 hélices	10,3	125	9,6	38,4	3,75

Tab. II. 1. Puissance absorbée selon la configuration des propulseurs (M = 0,5)

A coefficient de mérite égal, la configuration avec deux grandes hélices coaxiales est celle qui consomme le moins de puissance alors que celle avec deux hélices dans le même plan est la plus défavorable.

Cependant, ces hélices sont couplées à des moteurs dont les masses diminuent avec leur vitesse de rotation, tandis que les rendements ont tendance à augmenter. Il faut donc déterminer la vitesse pour laquelle les coefficients de poussée et couple seront identiques d'une hélice à l'autre. Par exemple, si l'hélice de la configuration 1 tourne à 2000 tr/min et nécessite 30,5 W de puissance, alors son coefficient de poussée sera de $7 \cdot 10^{-3}$ et celui de puissance de $8,4 \cdot 10^{-4}$ (Tab. II. 2).

Configuration	Vitesse de rotation (tr/min)	C _T	C _P	Vitesse de rotation pour avoir les mêmes coefficients (tr/min)
(1) Une hélice	2 000	$7,6 \cdot 10^{-3}$	$9,4 \cdot 10^{-4}$	2 000
(2) 2 hélices coaxiales	2 000	$3,8 \cdot 10^{-3}$	$3,3 \cdot 10^{-4}$	1 410
(3) 2 hélices côte-à-côte	2 000	$61 \cdot 10^{-3}$	$210 \cdot 10^{-4}$	5 650
(4) 4 hélices	2 000	$66 \cdot 10^{-3}$	$240 \cdot 10^{-4}$	5 900

Tab. II. 2. Vitesse de rotation des hélices dans les mêmes conditions de poussée et de couple

La configuration 2 est désormais désavantagée par sa faible vitesse de rotation qui pénalise le rendement du moteur et de la chaîne, alors que la configuration 4 proposera la plus grande vitesse de rotation pour les hélices.

On voit donc avec cette première approche l'importance de considérer l'ensemble moteur – hélice et non un seul des deux éléments séparément.

II.1.2 Deuxième approche : la théorie des éléments de pales

II.1.2.1 Introduction

La théorie de Froude fournit plusieurs informations utiles pour le vol stationnaire:

- la vitesse induite en aval du flux d'air est deux fois plus grande que celle traversant l'hélice;

- le coefficient de puissance idéale C_p est égal à $C_T^{3/2} / \sqrt{2}$;
- la puissance induite est minimisée pour un coefficient de traction donné, si la vitesse induite en aval est uniforme;
- la vitesse induite au niveau de l'hélice est reliée au coefficient de traction par la relation

$$\lambda_i = \frac{v}{\Omega r} = \sqrt{\frac{C_T}{2}} \quad (\text{II. 17})$$

Cependant, cette théorie ne nous fournit aucune indication sur le profil que doit avoir l'hélice ou son nombre de pales. En outre, les pertes liées à la traînée sont ignorées. La théorie des pales permet de combler ces manques.

II.1.2.2 Méthode de l'élément de pale

Une pale peut être subdivisée en un nombre fini d'éléments de largeur dr comme sur la Fig. II. 8.

Le principe général de la méthode est le suivant : pour chaque bande élémentaire, la portance L (Lift) et la traînée D (Drag) sont estimées à l'aide des caractéristiques 2D du profil d'aile portante. Ensuite, elles sont multipliées par la vitesse radiale et intégrées le long de la pale pour obtenir la traction T et la puissance P absorbée par une pale. Pour une hélice à plusieurs pales (au minimum deux de façon générale), on multiplie par le nombre de pales b .

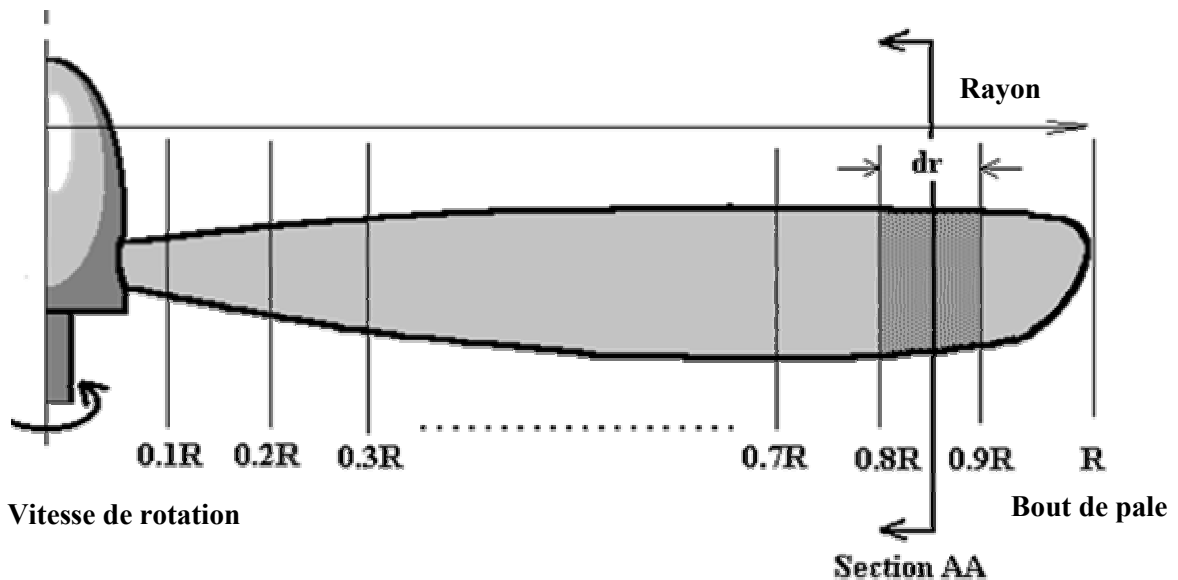


Fig. II. 8. Subdivision de la pale en éléments finis

Regardons plus en détails cette méthode.

Considérons une section élémentaire de la pale (Fig. II. 9). Elle voit un écoulement d'air parallèle au plan de rotation de vitesse U_T . L'amplitude de cette vitesse est égale à $\Omega \cdot r$ où r est la position radiale de

la section considérée. L'angle de calage θ est l'angle entre le plan de rotation et la ligne de référence (ligne passant par le bord d'attaque et le bord de fuite, et délimitant l'extrados de l'intrados). On définit la corde c comme étant la droite joignant le bord de fuite au bord d'attaque,

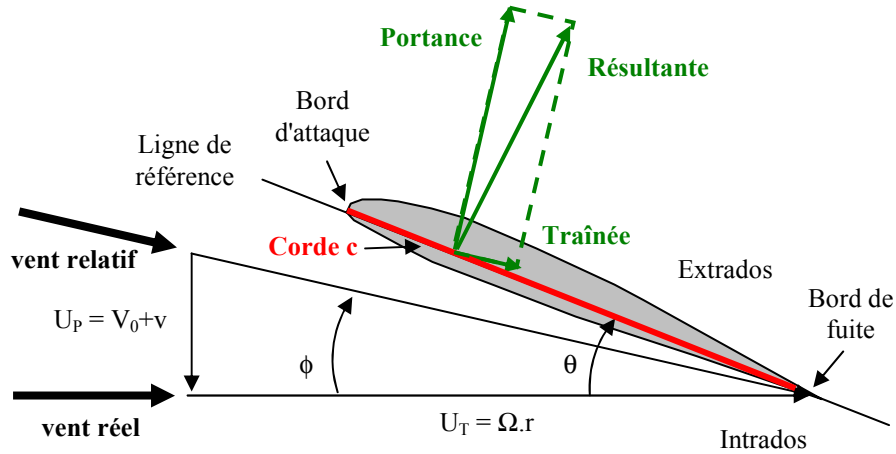


Fig. II. 9. Élément de pale

La vitesse d'avancement V_0 et la vitesse induite v changent la direction du vent relatif selon un angle ϕ entre le vent relatif et le vent réel défini par :

$$\phi = \arctan\left(\frac{V_0 + v}{\Omega.r}\right) \quad (\text{II. 18})$$

En vol stationnaire, la vitesse d'avancement est nulle, d'où :

$$\phi = \arctan\left(\frac{v}{\Omega.r}\right) \quad (\text{II. 19})$$

L'angle d'attaque (ou d'incidence) est l'angle formé par le vent relatif et la corde du profil c (droite joignant le bord d'attaque au bord de fuite):

$$\alpha = \theta - \phi \quad (\text{II. 20})$$

Les coefficients de portance C_x et de traînée C_z dépendent de la forme du profil et de son incidence. Des tables de caractéristiques existent pour chaque profil d'aile où sont répertoriés le C_x et le C_z d'un profil en fonction de l'angle d'incidence et du nombre de Reynolds. Ces résultats sont issus, pour la plupart, de tests expérimentaux en soufflerie.

Les forces de portance et de traînée sont perpendiculaires entre elles et définies par :

$$L' = \frac{1}{2} \cdot \rho_{air} \cdot c \cdot C_x \cdot (U_T^2 + U_P^2) \quad (\text{II. 21})$$

$$D' = \frac{1}{2} \cdot \rho_{air} \cdot c \cdot C_z \cdot (U_T^2 + U_P^2) \quad (\text{II. 22})$$

L' et D' sont des forces par unité de surface d'hélice. La traction et le moment de traînée sont obtenus en projetant les forces de portance et de traînée respectivement sur l'axe perpendiculaire au vent relatif et sur l'axe du vent relatif, puis multiplié par l'élément de largeur dr :

$$dT = (L' \cdot \cos(\phi) - D' \cdot \sin(\phi)) \cdot dr = \frac{1}{2} \cdot \rho_{air} \cdot c \cdot (U_T^2 + U_P^2) \cdot (Cx \cdot \cos(\phi) - Cz \cdot \sin(\phi)) \cdot dr \quad (\text{II. 23})$$

$$dF_x = (D' \cdot \cos(\phi) + L' \cdot \sin(\phi)) \cdot dr = \frac{1}{2} \cdot \rho_{air} \cdot c \cdot (U_T^2 + U_P^2) \cdot (Cz \cdot \cos(\phi) + Cx \cdot \sin(\phi)) \cdot dr \quad (\text{II. 24})$$

$$dP = U_T \cdot dF_x = \Omega \cdot r \cdot dF_x \quad (\text{II. 25})$$

Au final, la traction T et la puissance P peuvent être trouvées en intégrant dT et dP le long de l'hélice et en multipliant le résultat par le nombre de pales b . De façon générale, ce calcul ne peut se faire que numériquement car la vitesse radiale, la corde, le coefficient de portée et le coefficient de traînée varient progressivement tout au long de la pale.

II.1.2.3 Hypothèses simplificatrices pour l'intégration

Des expressions approchées pour la traction et la puissance peuvent être trouvées en faisant quelques hypothèses :

- la corde c est constante tout au long de la pale;
- la vitesse induite v et la vitesse d'ascension V_0 sont faibles. D'où $\phi \ll 1$, $\alpha \ll 1$, $\cos(\phi + \alpha) \sim 1$ et $\sin(\phi + \alpha) \sim \phi + \alpha$;
- le coefficient de portance dépend linéairement de l'angle d'attaque : $Cx = a \cdot \alpha$;
- Cz est petit et on peut négliger $Cz \cdot \sin(\phi)$;
- la vitesse U_T est beaucoup plus grande que U_P sur toute l'hélice, excepté au niveau du moyeu.

Avec ces hypothèses, la traction et la puissance s'écrivent alors :

$$T = \frac{1}{2} \cdot \rho_{air} \cdot c \cdot b \cdot a \cdot \Omega^2 \cdot \int_{r=0}^{r=R} \left(\theta - \frac{v}{\Omega \cdot r} \right) \cdot r^2 \cdot dr \quad (\text{II. 26})$$

$$P = \frac{1}{2} \cdot \rho_{air} \cdot c \cdot b \cdot a \cdot \Omega^3 \cdot \int_{r=0}^{r=R} \left[\left(\theta - \frac{v}{\Omega \cdot r} \right) \cdot \frac{v}{\Omega \cdot r} + Cz \right] \cdot r^3 \cdot dr \quad (\text{II. 27})$$

Pour terminer l'intégration, il faut connaître la variation de θ en fonction de r (ou vrillage). Cette variation est directement liée au pas de l'hélice que l'on définit par la relation suivante :

$$p = 2\pi \cdot 0,75 \cdot R \cdot \tan(\theta_{0,75}) \quad (\text{II. 28})$$

où $\theta_{0,75}$ est l'angle de calage situé à 75 % du rayon. On distingue alors les hélices à pas variable et les hélices à pas fixe.

Pour les hélices à pas variable, on peut prendre comme exemple un vrillage linéaire ($\theta = E + F.r$ où $E > 0$ et $F < 0$ sont deux constantes) qui correspond au vrillage actuel des pales d'hélicoptère [BHA90]. Alors le pas s'écrit : $p(r) = 2\pi.0,75.r.\tan(E + F.r)$. En remplaçant θ dans l'intégrale (II.26), la traction devient :

$$T = \frac{1}{2} \cdot \rho_{air} \cdot a.b.c.(\Omega.R)^2 \cdot R \cdot \left[\frac{\theta_{0,75}}{3} - \frac{\lambda}{2} \right] \quad (\text{II. 29})$$

Où $\lambda = \frac{v}{\Omega.R}$.

On en déduit le coefficient de traction C_T :

$$C_T = \frac{1}{2} \cdot a \cdot \sigma \cdot \left[\frac{\theta_{0,75}}{3} - \frac{\lambda}{2} \right] \quad (\text{II. 30})$$

Où $\sigma = \frac{b.c}{\pi.R}$ est le rapport de la surface de l'hélice sur la surface balayée par l'hélice.

On constate que le coefficient de traction est pratiquement proportionnel à l'angle d'attaque situé à 75 % de R.

L'expression de la puissance peut être intégrée de la même manière, en supposant que le coefficient de traînée C_z est constant et égal à C_{z0} . On en déduit le coefficient de puissance C_p :

$$C_p = \lambda.C_T + \frac{\sigma.C_{z0}}{8} \quad (\text{II. 31})$$

Pour les hélices à pas fixe, on a la relation suivante pour un rayon quelconque :

$$r \cdot \tan(\theta) = R \cdot \tan(\theta_t) \quad (\text{II. 32})$$

où θ_t est l'angle de calage situé en bout de pale.

Pour des angles petits (quelques degrés), on obtient une variation inversement proportionnel :

$\theta = \frac{\theta_t.R}{r}$, et en remplaçant θ dans l'équation (II.26), on obtient :

$$T = \frac{1}{4} \cdot \rho_{air} \cdot a.b.c.\Omega.R^3 \cdot [\theta_t - \lambda] \quad (\text{II. 33})$$

$$C_T = \frac{1}{4} \cdot a \cdot \sigma \cdot [\theta_t - \lambda] \quad (\text{II. 34})$$

L'expression du coefficient de puissance est identique à (II.31). Le premier terme T est identique à celui de la théorie de Froude et est appelée puissance induite, le second terme C_T provient de la puissance requise pour tourner dans un flux visqueux et est appelé la puissance de traînée de profil.

Le facteur de mérite est donné par :

$$M = \frac{\lambda.C_T}{\lambda.C_T + \frac{\sigma.Cz_0}{8}} \quad (\text{II. 35})$$

Remplaçant λ par (II.17), le facteur de mérite devient :

$$M = \frac{C_T^{3/2} / \sqrt{2}}{C_T^{3/2} / \sqrt{2} + \frac{\sigma.Cz_0}{8}} \quad (\text{II. 36})$$

Tout comme la théorie de Froude, la théorie des éléments de pales ne tient pas compte des pertes en bout de pale, ni celle dues aux tourbillons d'air. Pour y remédier, il est possible de remplacer le rayon R par le rayon B.R avec B défini par (II.16). Malgré tout l'expérience montre qu'on a quand même besoin de corriger la puissance avec un facteur empirique κ [BHA90]:

$$C_p = \kappa.\lambda.C_T + \frac{\sigma.Cz_0}{8} \quad (\text{II. 37})$$

où $\kappa = 1,15$ pour les pales modernes d'hélicoptère.

II.1.3 Troisième approche : les formules empiriques

Il existe différentes formules empiriques couramment utilisées par les aéromodélistes qui permettent de déterminer la puissance absorbée par une hélice en fonction de son diamètre, de son pas et de sa vitesse de rotation pour des profils répandus. Ce sont les formules d'Abbott et d'Young, et celle de Boucher.

Formule de Abbott ou Young :

$$P = p.D^4 .N^3 .5,33.10^{-15} \quad (\text{II. 38})$$

avec p = pas en pouces, et D = diamètre en pouces

Formule de Boucher :

$$P = 1,31.p.D^4 .\left(\frac{N}{1000}\right)^3 \quad (\text{II. 39})$$

avec le pas p en pieds, le diamètre D en pieds.

Cette formule est valable pour les hélices de type Master Airscrew, Top Flite, Zinger. Pour les hélices de type rev-up, il faut enlever un demi pouce au pas, pour celles de type folding, il faut prendre 1,18 au lieu de 1,31, et pour celles du type APC, il faut prendre 1,11 au lieu de 1,31.

II.1.4 Conclusion

La méthode la plus simple et la plus rapide est la théorie de Froude qui permet d'avoir un ordre de grandeur de la puissance, au facteur de mérite près. La théorie des éléments de pale améliore ce facteur mais nécessite des données aérodynamiques disponibles uniquement après des tests en soufflerie. De plus, l'utilisation d'un calcul numérique accroît le temps de calcul du logiciel d'optimisation pour un gain en précision qui n'est finalement pas si flagrant.

Enfin, les formules empiriques donnent aussi un ordre de grandeur de la puissance, mais ces données dépendent fortement de leurs conditions d'utilisation, et correspondent à des profils répandus mais pas à des profils expérimentaux.

II.2 UTILISATION D'UN OUTIL LOGICIEL : MOTOCALC

II.2.1 Présentation de Motocalc

Motocalc est un logiciel qui permet de prédire les performances d'une chaîne de propulsion électrique. Il est basé sur les caractéristiques du moteur, du réducteur, de l'hélice ou de la turbine, et du contrôleur.

Il peut être utilisé soit en mode statique soit en mode vol.

La chaîne est constituée de 6 blocs (Fig. II. 10) dans lesquels on peut choisir soit de rentrer les paramètres que l'on souhaite soit d'utiliser une banque de données de matériels disponibles dans le commerce : le moteur, les batteries, le filtre, l'hélice, le contrôleur et la voilure.

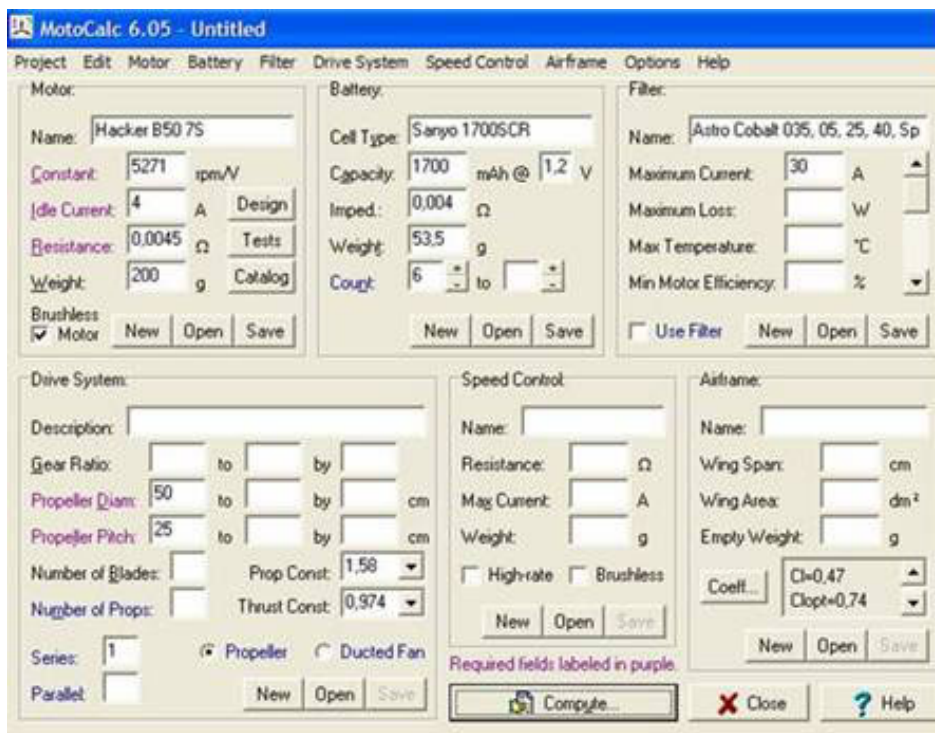


Fig. II. 10. Fenêtre de paramétrage de la chaîne

Le programme est ensuite lancé dans une configuration d'analyse de vol, et les résultats sont fournis sous forme d'un tableau (Fig. II. 11).

In-Flight Analysis - Untitled at 42% Throttle															
Motor: Hacker B50 7S; 5271rpm/V; 0,0045 Ohms; 4A idle.															
Battery: Sanyo 1700SCR; 6 cells; 1700mAh @ 1,2V; 0,004 Ohms/cell.															
Speed Control: 0,003 Ohms; Low rate.															
Drive System: 50x25 (Pconst=1,58; Tconst=0,974) direct drive.															
AirSpd (m/s)	Batt Amps	Motor Amps	Motor Volts	Input (W)	Output (W)	Loss (W)	Temp (°C)	Motor Ef (%)	Elect Ef (%)	Prop RPM	Thrust (g)	PSPd (m/s)	Prop Ef (%)	Total Ef (%)	Time (m:s)
0,0	85,9	85,9	0,7	60,5	20,6	39,9	61,2	34,0	3,3	1325	500	5,5	0,0	0,0	1:11
0,5	85,9	85,9	0,7	60,5	20,6	39,9	61,2	34,0	3,3	1324	478	5,0	11,4	0,4	1:11
1,0	85,9	85,9	0,7	60,5	20,6	39,9	61,2	34,0	3,3	1322	455	4,5	21,7	0,7	1:11
1,5	85,9	85,9	0,7	60,5	20,6	39,9	61,2	34,0	3,3	1323	432	4,0	30,9	1,0	1:11
2,0	85,8	85,8	0,7	60,7	20,9	39,8	61,1	34,4	3,4	1344	410	3,6	38,6	1,3	1:11
2,5	85,5	85,5	0,7	61,1	21,5	39,6	60,9	35,2	3,5	1391	391	3,3	44,5	1,6	1:12
3,0	85,1	85,1	0,7	61,7	22,5	39,2	60,5	36,4	3,7	1460	373	3,1	48,8	1,8	1:12
3,5	84,6	84,6	0,7	62,5	23,8	38,8	60,0	38,0	3,9	1553	359	3,0	51,9	2,0	1:12
4,0	84,0	84,0	0,8	63,5	25,2	38,2	59,5	39,8	4,2	1663	348	2,9	54,0	2,3	1:13
4,5	83,3	83,3	0,8	64,5	26,8	37,7	58,9	41,6	4,5	1783	338	2,9	55,5	2,5	1:13
5,0	82,6	82,6	0,8	65,6	28,5	37,0	58,2	43,5	4,8	1912	329	3,0	56,6	2,7	1:14
5,5	81,9	81,9	0,8	66,6	30,2	36,4	57,6	45,4	5,1	2046	322	3,0	57,4	2,9	1:15
6,0	81,1	81,1	0,8	67,7	32,0	35,8	56,9	47,2	5,5	2186	316	3,1	58,1	3,2	1:15
6,5	80,3	80,3	0,9	68,8	33,7	35,1	56,2	49,0	5,8	2328	310	3,2	58,6	3,4	1:16
7,0	79,4	79,4	0,9	69,8	35,4	34,5	55,5	50,7	6,2	2473	304	3,3	59,0	3,6	1:17
7,5	78,6	78,6	0,9	70,9	37,1	33,8	54,9	52,3	6,6	2621	299	3,4	59,3	3,9	1:18
8,0	77,7	77,7	0,9	71,9	38,8	33,1	54,2	53,9	6,9	2770	294	3,5	59,5	4,1	1:19
8,5	77,0	77,0	0,9	72,8	40,5	32,3	53,3	55,6	7,3	2923	290	3,7	59,7	4,4	1:19

Fig. II. 11. Tableau de résultats

La première colonne représente la vitesse de l'air à l'entrée de l'hélice (donc la vitesse de déplacement de l'aéronef). La première ligne correspond au cas du vol stationnaire (vitesse nulle). Les autres colonnes intéressantes sont "Output" (puissance absorbée par l'hélice), "Prop RPM" (vitesse de rotation de l'hélice) et "Thrust" (poussée en g, ou masse soulevée pour le cas du stationnaire).

En réglant la barre "Throttle" (commande des gaz), on peut régler la traction qui nous intéresse, c'est-à-dire 500 g pour une configuration à une hélice ou 125 g pour une configuration à 4 hélices.

Pour l'application concernée, seul le bloc hélice nous intéresse. Les autres blocs sont remplis par des paramètres arbitraires (choix fait dans la banque de données) mais cohérents.

II.2.2 Influence de différents paramètres sur le calcul

II.2.2.1 Influence du moteur choisi sur la puissance absorbée par l'hélice

Trois moteurs (Tab. II. 3) équipés de la même hélice (ex : GWS GW/EPS-300C-BS 10 x 4,7) sont choisis arbitrairement, et une observation de leur influence sur la puissance et la vitesse de rotation est effectuée pour pouvoir comparer les résultats sans biais : deux font partie de la banque de données, le troisième est le moteur utilisé pour nos tests expérimentaux et dont ces caractéristiques ont été entrées manuellement.

Référence	Hacker B50 7S	Moteur tests	Mabuchi RS-380SH-4045
Constant (tr/min)	5 271	670	2 305
Courant à vide (A)	4	1,3	0,5
Résistance (Ohms)	0,0045	0,5	0,341
Masse (g)	200	535	71

Tab. II. 3. Caractéristiques des moteurs

Pour différentes tractions, la puissance absorbée et la vitesse de rotation de l'hélice sont comparées (Fig. II. 12).

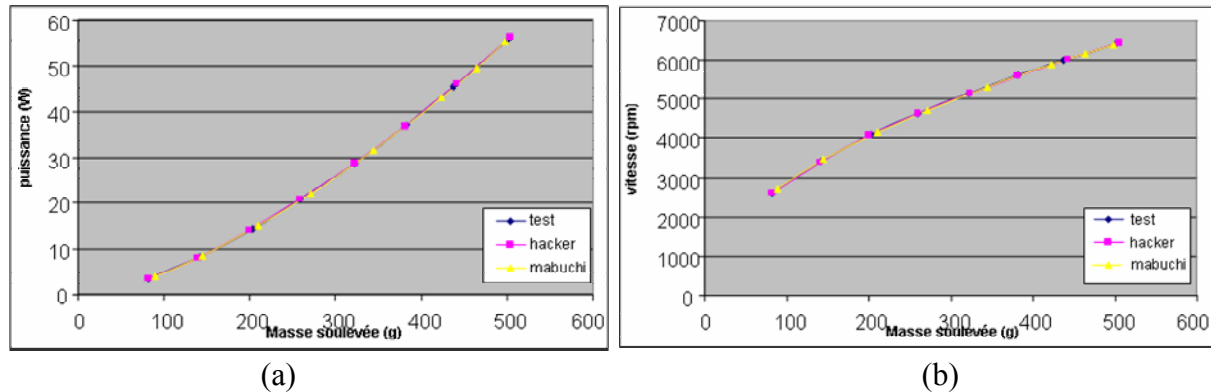


Fig. II. 12. Puissances (a) et vitesses (b) en fonction de la masse soulevée

Cette étude montre que le choix du moteur n'influencera pas les résultats sur la vitesse ou la puissance. Par la suite, tous les tests seront effectués avec les données du moteur des tests expérimentaux.

II.2.2.2 Influence des coefficients "Prop Constant" et "Thrust Constant"

Dans le bloc « drive system », chaque hélice possède deux coefficients associés à leur profil. Le premier (prop) est un facteur empirique utilisé pour le calcul de la puissance absorbée. Le second (thrust) permet de spécifier l'efficacité d'une hélice à produire une traction.

Ils sont différents selon le type d'hélice utilisé (Tab. II. 4) à partir de la banque de données.

Référence hélice	Prop. Constant	Thrust Constant
Aeronault Folder	1,06	0,995
APC	1,11	1,000
Graupner Plastic Folder		0,941
Grish Tornado		0,932
Master Airscrew Wood Electric	1,58	0,974
Master Airscrew Glass Filled		0,936
Master Airscrew Wood		0,951
Rev Up	$1,31 \times (\text{pitch} - 0,5) / \text{pitch}$	0,933
Top Flite Power Point	1,31	0,915
Thin Carbon Folder	1,18	0,995
Zinger	1,31	0,947
Default	1,31	0,950

Tab. II. 4. Quelques hélices et leurs constantes tirées de la base de données Motocalc

Pour connaître le type d'hélice qui convient le mieux à notre cahier des charges dans Motocalc, les calculs de la puissance et de la vitesse sont effectués pour une hélice de 50 cm avec un pas de 25 cm soulevant 500 g, pour différents coefficients "Prop. Constant" (et donc différents profils) à chaque fois (Tab. II. 5).

Profil	N (trs/min)	Pout (W)
Default	1477	23,7
Aeronaut Folder	1606	24,6
APC	1564	23,8
Master Airscrew Wood Electric	1325	20,6
Rev Up	1503	24,4
Thin Carbon Folder	1529	23,6
Top Flite Power Point	1523	25,9
Zinger	1477	23,7

Tab. II. 5. Puissance en fonction des profils Motocalc pour un diamètre et un pas constant

La meilleure performance en terme de puissance absorbée est obtenue avec les coefficients de type « Master Airscrew Wood Electric ». Ce type d'hélice est en fait dédié exclusivement au vol électrique, avec une très bonne traction par rapport aux hélices conventionnelles. Les données constructeurs font état d'hélice allant de 20 à 38 cm de diamètre.

Concernant les coefficients en eux-mêmes, la première colonne correspond aux différents coefficients utilisés dans la formule empirique de Boucher. Reprenons le tableau précédent en y insérant les valeurs des puissances calculées par les formules empiriques.

Profil	P _{motocalc} (W)	P _{abbott} (W)	P _{boucher} (W)
Default	23,7	26,4	26,1
Aeronaut Folder	24,6	33,9	27,1
APC	23,8	31,4	26,2
Master Airscrew Wood Electric	20,6	19,1	22,7
Rev Up	24,4	26,4	26,1
Thin Carbon Folder	23,6	29,3	26,1
Top Flite Power Point	25,9	28,9	28,6
Zinger	23,7	26,4	26,1

Tab. II. 6. Comparaison avec les formules empiriques

La formule de Boucher est en bon accord avec le calcul de Motocalc puisqu'elle ne surestime la puissance que de 10 % environ pour chaque type d'hélice (~1,5-2,7 W en plus) par rapport à Motocalc. La formule d'Abbott par contre n'est pas assez fidèle pour les différentes hélices car c'est la même formule pour toutes les hélices. On peut donc considérer que Motocalc s'inspire de la formule de Boucher pour estimer la puissance absorbée.

On peut déjà tirer une première estimation de la puissance à fournir à l'hélice qui est d'environ 20-25 W pour un diamètre de 50 cm et un pas de 25 cm, ce qui correspondrait à un facteur de mérite de l'ordre de 0,66 à 0,75, la puissance idéale étant estimée à 15 W.

II.2.2.3 Influence du pas dans Motocalc

Pour étudier l'influence du pas, une étude est faite sur 3 hélices de la banque de données, d'un diamètre de 20 pouces (environ 50 cm) et existant pour des pas différents.

Désignation	Diamètre (in)	Pas (in)
Astro 25-90 1,63 :1 Gearbox	20	de 8 à 10
Modelair-Tech H1000	20	de 5 à 10
WEDICO 5,2 :1 Gearbox	20	de 7 à 12

Tab. II. 7. Caractéristiques de 3 grandes hélices

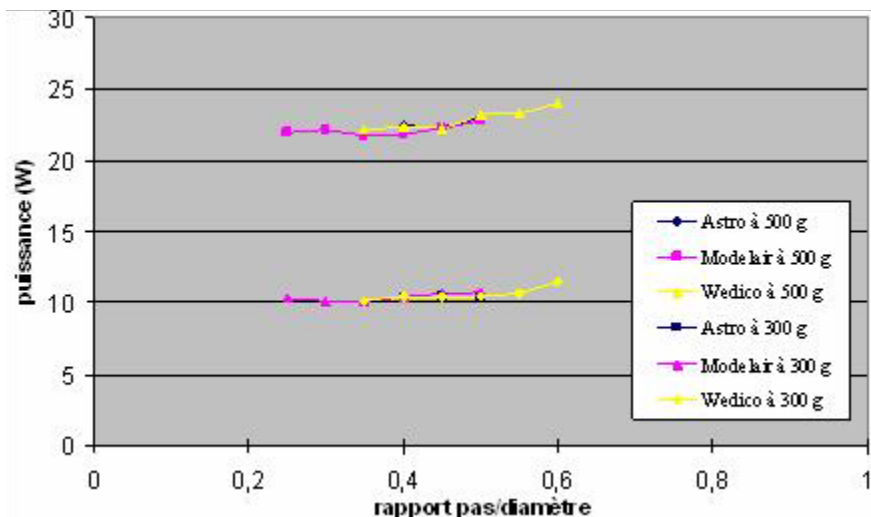


Fig. II. 13. Influence du rapport pas/diamètre

On s'aperçoit que le rapport pas/diamètre n'a pas influence jusqu'à 0,5. Ensuite, on note une augmentation de la puissance consommée. On retrouve une puissance de l'ordre de 22-23 W à fournir à l'hélice pour soulever 500 g.

II.2.2.4 Facteur de mérite

En utilisant les résultats de l'étude précédente, on peut évaluer l'évolution du facteur de mérite pour une hélice en fonction de sa charge, en fonction du rapport pas/diamètre.

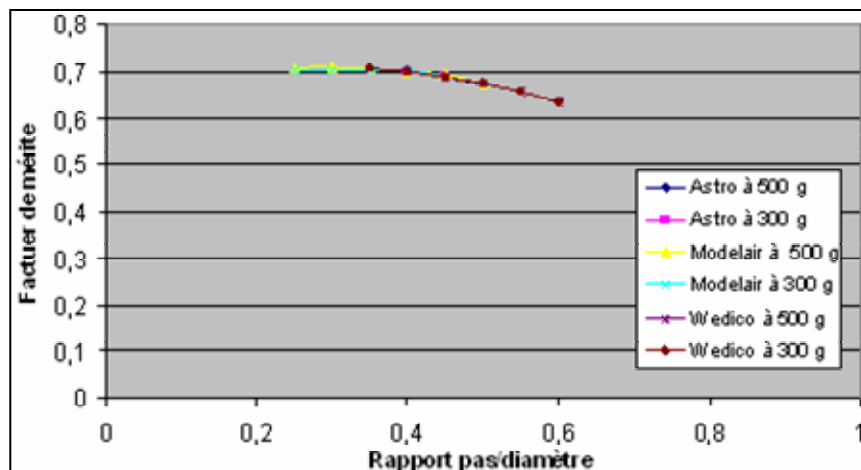


Fig. II. 14. Influence du pas sur le facteur de mérite

Pour des hélices de diamètre 20 inches, le facteur de mérite est proche des 0,7. Il diminue avec le pas pour une même hélice, ce qui est normal car le facteur de mérite est calculé à partir de la puissance (inversement proportionnelle) et on a vu qu'elle augmentait avec le pas.

II.2.3 Bilan de Motocalc

Tout comme les formules empiriques, Motocalc permet d'avoir un ordre de grandeur de la puissance nécessaire, mais étant avant tout un logiciel pour dimensionner des chaînes de propulsion de type vol d'avancement (aile fixe), on peut émettre quelques réserves quant à son utilisation pour du vol stationnaire. De plus, il ne fournit aucun renseignement concernant les profils d'hélice, et il sera très dur de le coupler à un logiciel d'optimisation.

II.3 CARACTERISATION EXPERIMENTALE D'HELICES

Le Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble n'étant pas à vocation aérodynamique, l'accès aux données aérodynamiques des hélices par des tests en soufflerie n'est pas disponible. L'étude caractéristique est donc portée sur les grandeurs mécaniques de l'hélice : le couple, la vitesse de rotation et la traction de l'hélice. Un banc de mesure vertical totalement automatisé a été construit par Jérôme Meunier-Carus et permet de récupérer en temps réel toutes les données précédemment citées.

Les hélices testées en traction verticale proviennent soit du secteur de l'aéromodélisme soit de réalisations spécifiques pour notre application (Société Halter, située à Gap).

II.3.1 Hélices de modélisme

Ces hélices sont conçues à la base pour être utilisées sur des modèles réduits d'avions, et ne sont pas forcément adaptées à du vol en stationnaire. Elles dépassent rarement les 40 cm en diamètre.

Constructeur	Diamètre (cm)	Pas (cm)	Rapport Pas/Diamètre
GWS	20	11	0,55
GWS	25,4	12	0,47
APC	28	18	0,64
GRAUPNER	38	20	0,53

Tab. II. 8. Hélices de modélisme

Pour une vitesse de rotation donnée, le couple et la traction sont mesurés (Fig. II. 15).

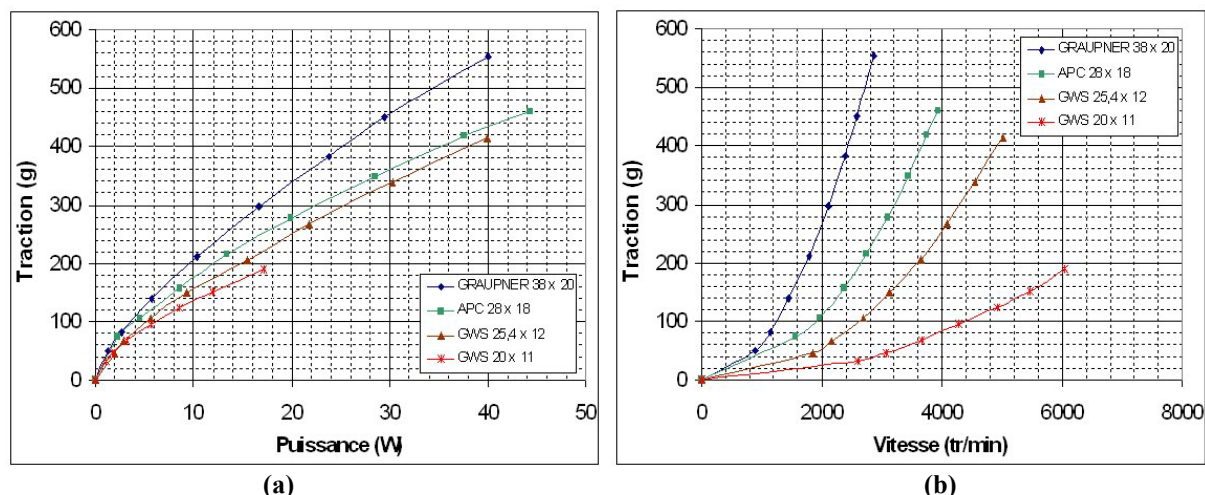


Fig. II. 15. Traction mesurée en fonction de la puissance (a) et de la vitesse de rotation (b)

L'hélice permettant d'atteindre les 500 g de traction avec la puissance minimale (34 W) est la plus grande hélice (Graupner), mais c'est aussi celle qui tourne le plus lentement (2400 tr/min).

II.3.2 Hélices Halter

Etant difficile de trouver dans le commerce une hélice répondant au cahier des charges, la société Halter (principal leader sur le marché mondial d'hélices de drones) a été sollicitée pour en concevoir une.

Une première série de pales de 22,5 cm de longueur a été fabriquée en bois "lamellé collé" (matériau simple à usiner et maîtrisé par le constructeur). Elles sont montées sur un moyeu permettant de recevoir deux ou trois pales, et un système de calage angulaire a été conçu pour tester différentes incidences.

Suite aux différents tests, une seconde série de 22,4 cm de longueur a été réalisée pour augmenter le rapport traction/puissance et la vitesse de rotation de l'hélice. Les résultats concernant les deux séries montées en bi- ou tripale sont présentés sur la Fig. II. 16.

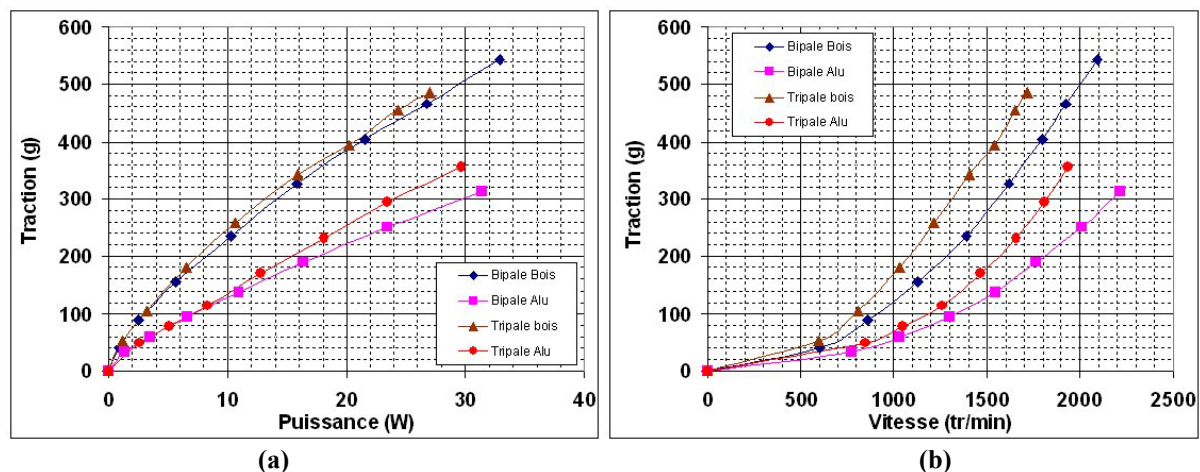


Fig. II. 16. Traction mesurée en fonction de la puissance (a) et de la vitesse de rotation (b)

Le passage de deux à trois pales n'est pas bénéfique car d'une part, à traction égale, la puissance est sensiblement améliorée mais la vitesse est considérablement diminuée, et d'autre part, la masse de l'hélice augmente de 50 % avec une pale en plus ! Concernant la deuxième série, elle n'obtient pas les résultats escomptés et la bipale bois (Fig. II. 17) reste la meilleure configuration avec 29 W de puissance requise et une vitesse de 2000 tr/min pour 500 g de traction.

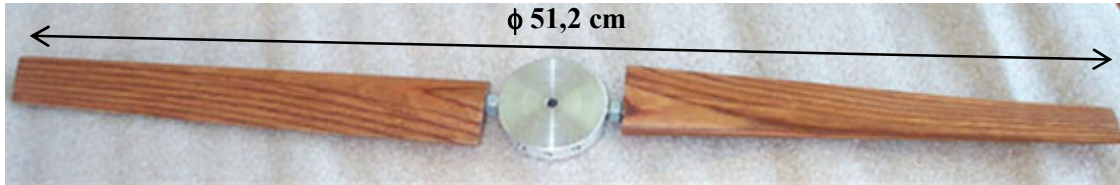


Fig. II. 17. Bipales Halter en bois

II.3.3 Analyse des résultats

Les différents tests effectués permettent de répertorier les hélices selon plusieurs critères (Tab. II. 9):

- le diamètre et le pas,
- la traction pour une vitesse et une puissance données,
- le coefficient de traction C_T ,
- le coefficient de puissance C_P ,
- le facteur de mérite M.

Désignation	Diamètre (cm)	Pas (cm)	Rapport Pas/Diamètre	Traction (g)	Puissance (W)	Vitesse (tr/min)	C_T	C_P	M
GWS	20	11	0,55	190	17,2	6 050	0,012	0,0018	0,54
GWS	25,4	12	0,47	414	40	5 020	0,015	0,0022	0,59
APC	28	18	0,64	461	44,3	3 940	0,018	0,0031	0,57
GRAUPNER	38	20	0,53	554	40	2 870	0,012	0,0016	0,61
APC	43,2	25,4	0,59	500	32,1	2 250	0,011	0,0014	0,57
APC	50,8	28	0,55	500	26	1 630	0,011	0,0013	0,60
HALTER Bipale Bois	51,2	25,7	0,502	500	28,5	1 970	0,007	0,0008	0,54
HALTER Bipale Dural	51,6	47,9	0,928	373	32,9	2 490	0,003	0,0004	0,31

Tab. II. 9. Résultats expérimentaux des hélices

L'hélice la plus efficace en terme de puissance est l'APC de diamètre 50,8 cm avec 26 W nécessaire à la sustentation de 500 g, mais la plus lente en vitesse de rotation (donc la plus pénalisante pour le moteur qui devra tourner lentement et fournir beaucoup de couple, donc des pertes Joule).



Fig. II. 18. Hélice APC 50,8 x 28

Si on s'intéresse à une configuration quadrirotors (diamètre d'hélice < 20,6 cm), chaque hélice doit fournir une traction d'au moins 125 g. L'hélice GWS 20 x 11 est intéressante pour cette configuration

puisque à partir de ces coefficients C_T et C_P , on peut déterminer qu'elle aura besoin de 9,6 W à une vitesse de 5000 tr/min pour sustenter 125 g, soit 38,4 W nécessaire au total pour 4 hélices. Cette puissance est encore élevée pour pouvoir concurrencer les grandes hélices, mais elle peut être améliorée en testant plus d'hélices de ces dimensions pour en trouver une ayant un meilleur facteur de mérite qui n'est que de 0,54 pour cette hélice.

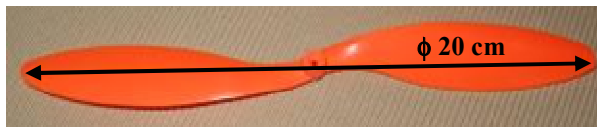


Fig. II. 19. Hélice GWS 20 x 11

Parmi les différentes hélices testées, aucune ne possède donc un facteur de mérite très important, il reste inférieur à 0,6. De plus, une traction de 500 g est obtenue avec moins de puissances pour les hélices de grand diamètre, mais celles-ci sont obligées de tourner lentement (< 2000 tr/min). Il faudrait que les grandes hélices tournent plus vites pour la même puissance et la même traction dans l'optique d'un entraînement direct par le moteur.

Une étude plus approfondie sur les profils des hélices est nécessaire pour rechercher ceux apportant les meilleurs facteurs de mérite pour un rayon donné. Cela passe par une utilisation de la théorie des éléments de pale, et donc une connaissance précise des coefficients de portance C_z et de traînée C_x de différents profils à tester. D'après l'équation II.36, pour améliorer le facteur de mérite, il faut augmenter le coefficient de traction C_T à rayon et corde constants.

Un autre moyen d'améliorer le facteur de mérite est d'étudier le rapport/pas d'une hélice. Des essais d'hélices libres ont été réalisés par Renard, Breguet et Bendeman [REB50]. Il en résulte que le coefficient de mérite est essentiellement fonction du pas et très peu de la largeur du profil ou du nombre de pales.

L. Breguet indique que le rapport de la poussée à la puissance passe par un maximum pour une solidité σ de 0.12, rapport de la surface projetée des pales à celle du disque d'hélice.

Divers essais réalisés à la grande soufflerie de Meudon [YLE05] indiquent que le facteur de mérite est maximum pour un pas relatif p/D égal à 0.5. Ceci résulte d'une moyenne sur 6 hélices. De même, les essais réalisés sur les hélices par J.M. Carus dans le cadre du contrat DGA, établissent que les meilleurs facteurs de mérite (de 0,54 à 0,61) pour des hélices en traction verticale se situent pour des pas entre 0,5 et 0,6.

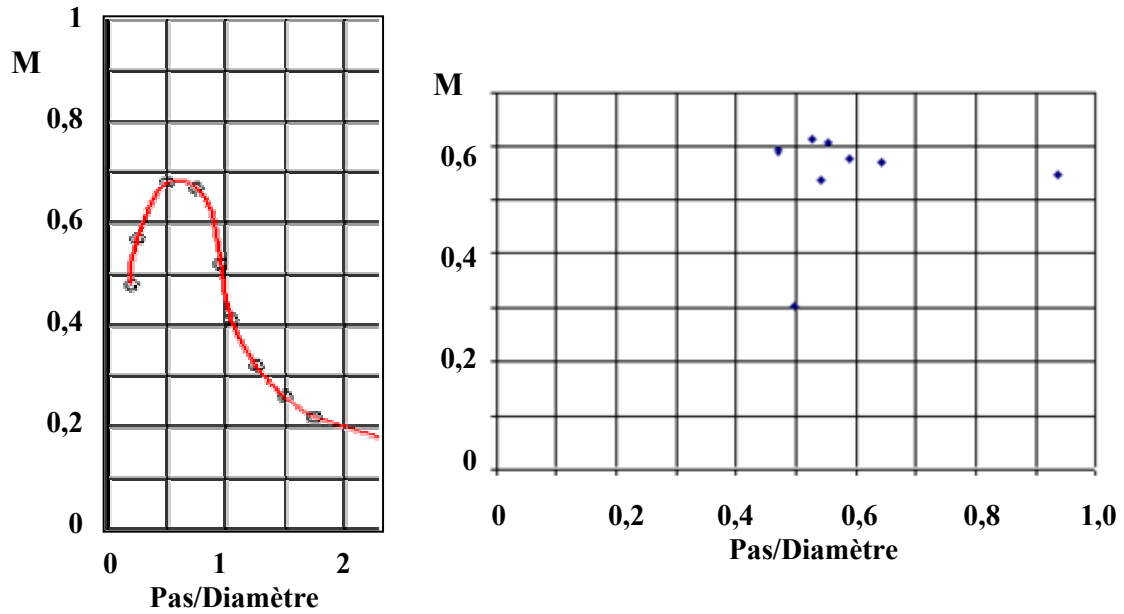


Fig. II. 20. Coefficients de mérite obtenus sur des hélices de pas différents
à gauche : en soufflerie à Meudon
à droite : sur une chaîne de traction au LEG

II.4 ETUDE D'UNE HELICE CARENEE

Une solution possible pour améliorer la vitesse de rotation des hélices tout en améliorant leur coefficient de traction est de concevoir un carénage. La société Ylec Consultant (Meylan) a réalisé une étude de la faisabilité d'une hélice carénée répondant au cahier des charges [YLE04] qui est présentée dans le paragraphe suivant. Ensuite, par des moyens de stéréophotolithographie, deux hélices et un carénage ont été construits et testés.

II.4.1 Propriétés principales d'une hélice carénée

Nous avons vu que pour une hélice libre au point fixe, la section de sortie du flux d'air est la moitié de la section de l'hélice. Dans le cas d'une hélice carénée, la section S_2 est imposée par la section de la tuyère (Fig. II. 21).

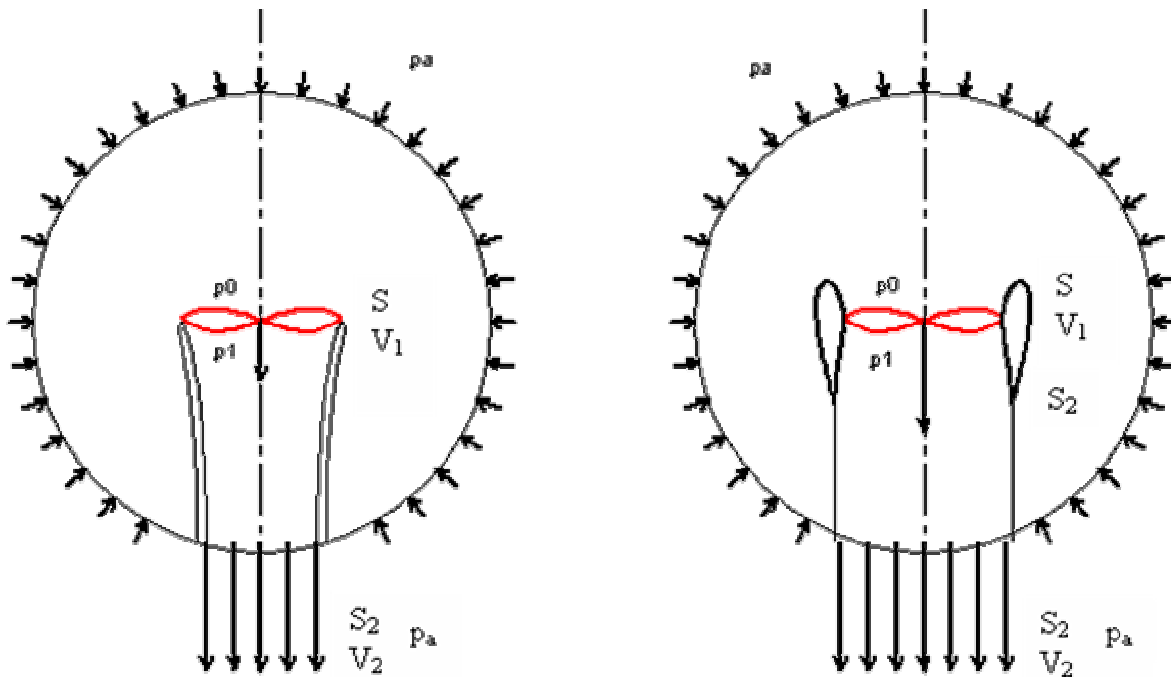


Fig. II. 21. Répartition du flux d'air dans une hélice libre et dans une hélice carénée

L'équation de Bernoulli permet de déterminer que la vitesse V_2 de sortie de flux d'air ne dépend que de la différence de pression engendrée par l'hélice :

$$p_a = p_0 + \frac{1}{2}\rho V^2 \quad (\text{II. 40})$$

$$p_1 = p_0 + \Delta p \quad (\text{II. 41})$$

$$p_1 + \frac{1}{2}\rho V^2 = p_a + \frac{1}{2}\rho V_2^2 \quad (\text{II. 42})$$

On en déduit immédiatement :

$$V_2 = \sqrt{\frac{2\Delta p}{\rho}} \quad (\text{II. 43})$$

L'étude d'Ylec s'est intéressée au rapport des puissances permettant de soulever une charge pour les deux configurations. Dans les deux cas, la charge est la même, donc l'effort à fournir est le même pour les deux hélices et est défini par (II.1.) au point fixe.

En notant Δp_{hl} et Δp_{hc} la différence de pression respectivement pour l'hélice libre et l'hélice carénée, on obtient :

$$\frac{\Delta p_{hc}}{\Delta p_{hl}} = \frac{S}{2.S_2} \quad (\text{II. 44})$$

Pour écrire le rapport des puissances, on définit la puissance fournie au fluide par :

$$P = q.\Delta p \quad (\text{II. 45})$$

Enfin, le résultat obtenu par Ylec est le suivant :

$$\frac{P_{hc}}{P_{hl}} = \left(\frac{\Delta p_{hc}}{\Delta p_{hl}} \right)^{\frac{3}{2}} = \left(\frac{S}{2 S_2} \right)^{\frac{3}{2}} \quad (\text{II. 46})$$

En traçant ce rapport en fonction du rapport des surfaces, on s'aperçoit qu'il convient d'utiliser le carénage ayant la section de sortie la plus grande (Fig. II. 22).

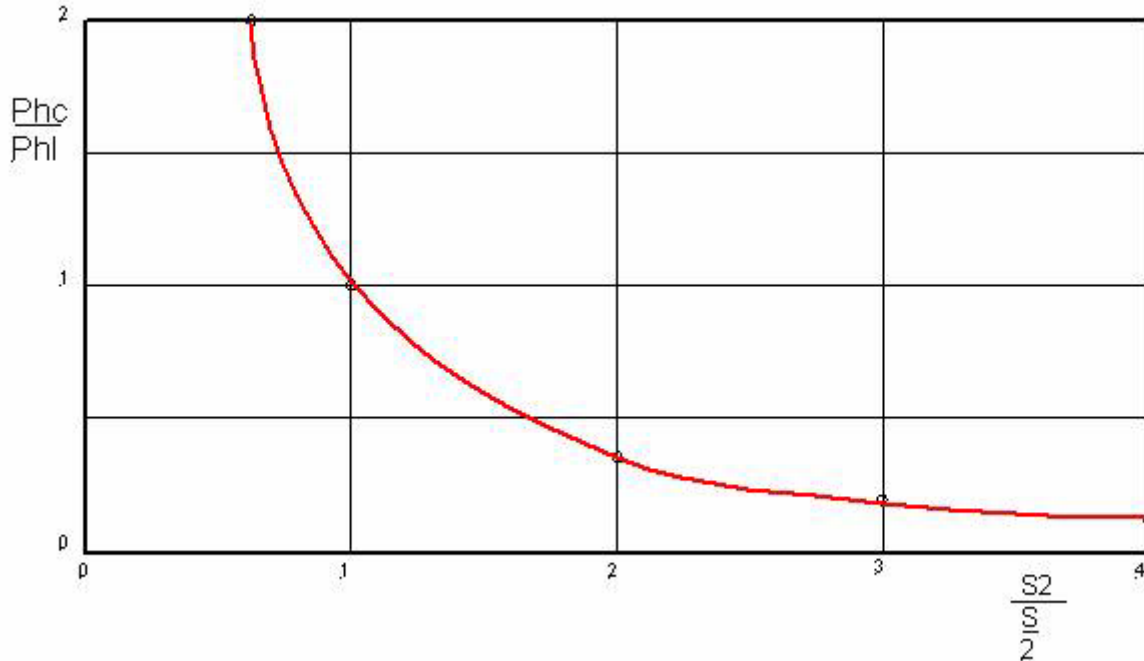


Fig. II. 22. Rapport des puissances théoriques nécessaires à engendrer une poussée donnée au point fixe entre une hélice carénée et une hélice libre pour diverses valeurs de la section de sortie

Cependant, ces résultats sont valables dans le cas idéal sans pertes. En effet, avec ce type de propulseur, il se produit des pertes qui limitent la valeur de S_2 à des valeurs proches de celle de S .

En introduisant des pertes estimées à K fois la pression dynamique dans (II.41.), on obtient :

$$p_1 + \frac{1}{2} \rho V^2 = p_a + \frac{1}{2} \rho V_2^2 + K \frac{1}{2} \rho V^2 \quad (\text{II. 47})$$

Gardant le même raisonnement que précédemment, le rapport des puissances devient :

$$\frac{P_{hc}}{P_{hl}} = \left(\frac{S}{2 S_2} \left(1 + K \frac{S_2^2}{S^2} \right) \right)^{\frac{3}{2}} \quad (\text{II. 48})$$

On définit le facteur de mérite de l'hélice carénée par l'inverse de cette expression :

$$M = \frac{P_{hl}}{P_{hc}} = \left(\frac{S}{2 S_2} \left(1 + K \frac{S_2^2}{S^2} \right) \right)^{-\frac{3}{2}} \quad (\text{II. 49})$$

En prenant un facteur $K = 0,4$, on trace ces deux facteurs en fonction du rapport des surfaces.

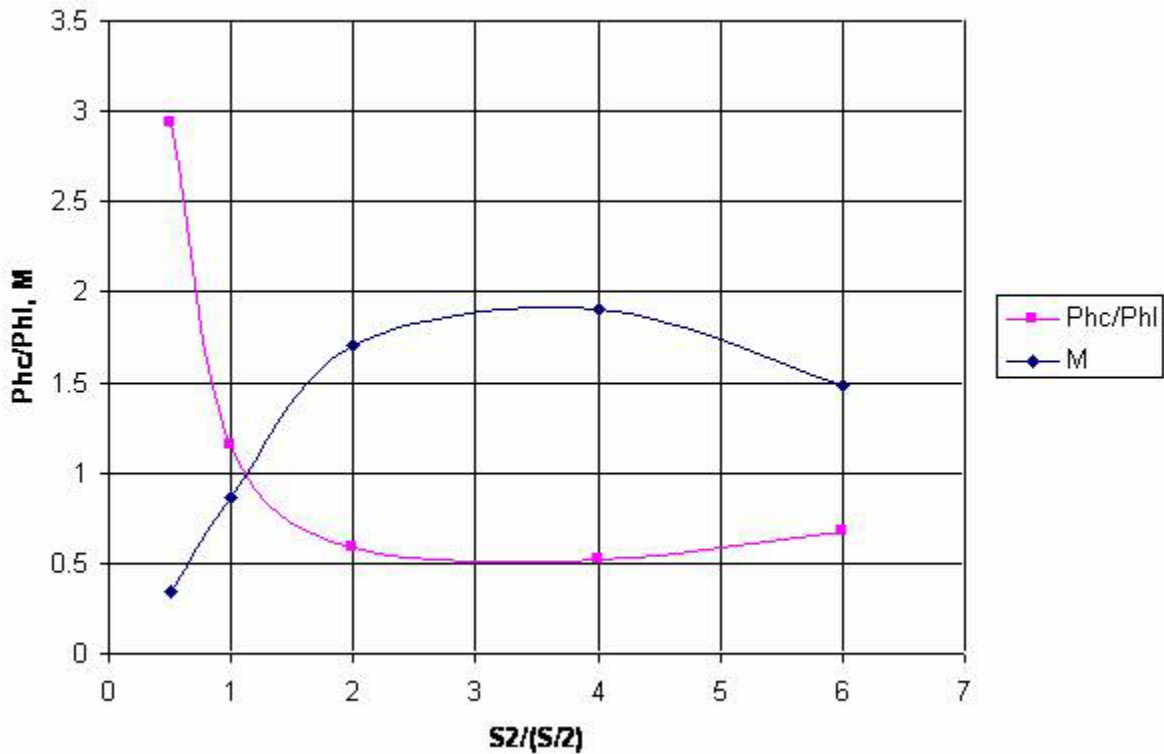


Fig. II. 23. Evolution du rapport des puissances et du facteur de mérite pour différentes sections

On constate qu'avec ces hypothèses très simplifiées, le facteur de mérite peut être supérieur à 1 pour atteindre des valeurs théoriques maximales de l'ordre de 1,9.

La conclusion de cette étude est que, pour un fonctionnement au point fixe, il peut être intéressant d'utiliser une hélice carénée d'un strict point de vue aérodynamique. On peut en effet engendrer un effort plus important pour une même puissance embarquée ou, de manière équivalente, produire un même effort avec une puissance moindre.

Les autres avantages de l'hélice carénée sont les suivants :

- la vitesse de rotation de l'hélice peut être plus importante,
- le couple moteur peut être diminué,
- la masse du moteur électrique peut par conséquent être réduite,
- il est possible d'introduire un étage redresseur fixe ou mobile.
- elle est protégée et assure elle-même une protection pour l'utilisateur.

L'inconvénient majeur est que la masse de l'ensemble est supérieure à celle d'une simple hélice puisqu'il faut embarquer le carénage.

II.4.2 Caractérisation des hélices carénées

A la suite de cette étude, deux hélices ont été dimensionnées par la société Ylec, et construites par la société Matérialise en résine époxy. Leur diamètre est de 39,8 cm et elles possèdent un moyeu de diamètre 6 cm (Fig. II. 24).

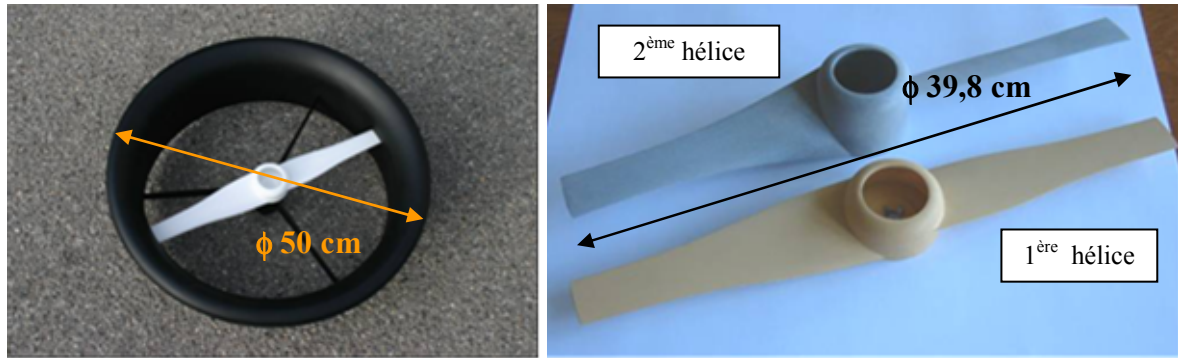


Fig. II. 24. Carénage et hélices testées

Chaque hélice a subi une série de tests sans et avec carénage. Le tableau résume les données obtenues pour une traction de 400 g pour les hélices Ylec, en comparaison à une traction de 500 g pour l'hélice de modélisme APC.

	Diamètre total (m)	Diamètre Moyeu (m)	Traction (g)	Vitesse de l'hélice (tr/min)	Couple de l'hélice (N.m)	Puissance mécanique (W)	Facteur de mérite
Hélice Ylec n°1 Libre	0,397	0,06	400	4000	0,105	44	0,34
Hélice Ylec n°1 Carénée	0,397	0,06	400	4024	0,085	27,4	0,54
Hélice Ylec n°2 Libre	0,398	0,06	402	2576	0,148	39,9	0,37
Hélice Ylec n°2 Carénée	0,398	0,06	411	2248	0,085	20	0,74
Hélice modélisme APC 20°11	0,508	0,032	500	1630	0,1523	26	0,603

Tab. II. 10. Performances des hélices Ylec avec et sans carénages

Il est évident que le carénage est bénéfique pour le comportement des deux hélices Ylec puisqu'il leur permet d'augmenter considérablement leur facteur de mérite (+ 60 % pour la 1 et + 100 % pour la 2). Il leur permet donc de diminuer la puissance mécanique requise pour la sustentation. Cependant, malgré le gain en vitesse pour l'hélice 1 par rapport aux hélices habituelles, la puissance requise est encore trop élevée. Enfin, malgré l'effet positif du carénage du point de vue aérodynamique sur la structure, sa masse reste un surpoids difficile à réduire et cela remet en cause le fait de pouvoir trouver une hélice de grande taille tournant à des vitesses supérieures à 4000 tr/min et ayant un facteur de mérite proche de 0,75.

II.5 CONCLUSION SUR L'ETUDE AERODYNAMIQUE

Les tests expérimentaux ont permis de vérifier les résultats obtenus avec la théorie de Froude : les hélices de petits diamètres permettent une vitesse de rotation élevée mais la puissance mécanique nécessaire à la traction d'une masse de 500 g est importante (> 40 W). D'ailleurs, pour les plus petites, les 500 g de traction ne sont pas atteints.

Nous avons donc opté pour un diamètre maximum (50 cm). Dans ce cas, l'hélice présentant le meilleur comportement mécanique est l'hélice APC (50,8 x 28). Elle permet une traction égale à 500 g avec 26 W mécaniques. Ce résultat est très intéressant même si la vitesse de rotation est assez faible (1630 tr/min), ce qui implique un couple élevé développé par le moteur (150 mN.m environ). Dans l'optique d'optimiser l'ensemble de la chaîne et particulièrement pour le moteur il serait préférable que la vitesse de l'hélice soit plus élevée, le rendement du moteur n'en serait que meilleur et sa masse plus faible (dans le cas d'un entraînement direct).

Pour avoir un bon facteur de mérite, il est préférable de travailler avec un rapport pas/diamètre proche de 0,5.

L'étude d'une hélice "rapide" par la société Ylec a permis de montrer que le bénéfice d'un carénage sur une hélice était annihilé par le surpoids occasionné par la structure. Cependant, il pourrait être envisageable dans l'optique de la prochaine génération d'utiliser un carénage pour une structure quadrirotors car un tel drone a besoin d'une structure rigide permettant d'accueillir toute l'électronique nécessaire à son déplacement et son contrôle.

Dans tous les cas, une réelle étude aérodynamique sur les hélices pour drones à voilure tournante est nécessaire pour déterminer, à rayon et traction donnés, un modèle dépendant de la géométrie de l'hélice (profil) et permettant d'obtenir le meilleur compromis entre une puissance mécanique faible et une grande vitesse de rotation. Pour l'instant, le seul "modèle" que l'on a est un modèle empirique basé sur une banque de données d'hélices caractérisées et qui permet de calculer la puissance mécanique et la vitesse de rotation pour une hélice testée grâce à ses coefficients C_T et C_p :

$$\Omega = \sqrt{\frac{m \cdot g}{C_T \cdot \rho_{air} \cdot \pi \cdot R^4}} \quad (\text{II. 50})$$

$$P_{méca} = \frac{C_p}{C_T^{3/2}} \cdot \frac{(m \cdot g)^{3/2}}{\sqrt{\rho_{air} \cdot \pi}} \cdot \frac{1}{R} \quad (\text{II. 51})$$

CHAPITRE III

CONCEPTION, MODELISATION ET OPTIMISATION D'UN MOTEUR PLANAIRE

Résumé :

Un moteur électrique sans balais se dimensionne par son couple, la puissance et le rendement dépendront ensuite de la vitesse. Pour améliorer le couple d'un moteur, il est possible d'agrandir son diamètre, mais cela peut augmenter sa masse ; une solution est d'amincir le moteur pour en faire un moteur planaire. Plusieurs configurations de moteurs planaires ont été modélisées, optimisées puis comparées au moyen de courbe de Pareto en traçant la masse minimale possible d'obtenir pour un rendement donné à une puissance donnée.

La configuration retenue est un moteur synchrone multipolaire constitué de deux bobinages statoriques triphasés planaires à double couche, disposés de part et d'autre d'un rotor en aimant permanent.

La modélisation complète du moteur comporte un paramétrage géométrique du stator et du rotor, un modèle magnétique des aimants (basé sur un modèle à densité de charges équivalentes), un modèle électrique (tension de force électromotrice, résistance des conducteurs), un modèle des pertes aérodynamiques et par courants de Foucault, et enfin un modèle de la masse des différents matériaux (cuivre, aimant et substrat).

Pour une puissance mécanique et une vitesse de rotation données, nous allons chercher à minimiser la masse et maximiser le rendement. Ce dimensionnement s'effectue à l'aide de logiciels d'optimisation, Pro@Design et CDI_Optimiser, utilisant une méthode de dérivées partielles. En effet, il est humainement impossible de trouver manuellement une solution optimale satisfaisant au cahier des charges, à cause de toutes les interconnexions entre les nombreux paramètres et des contraintes imposées par les technologies de fabrication.

Disposant de deux technologies de fabrication différentes pour les stators, deux moteurs ont été dimensionnés avec des contraintes géométriques différentes.

Le premier utilise les techniques de circuits imprimés double couche. D'un diamètre de 50 mm, son rendement pour fournir 28 W à 4000 tr/min est estimé à 39 %. Les conducteurs, d'une épaisseur de 70 μm , ont une largeur minimale de 280 μm et sont espacés de 177 μm . Le rotor comporte 120 pôles de longueur 10 mm et d'épaisseur 700 μm . La masse de cet ensemble est estimée à 8 g.

Le second utilise une technique d'emboutissages de tôles. Il est plus grand (70 mm) et plus performant (47 % à 3000 tr/min). Néanmoins, il sera plus lourd (18 g). Le nombre de pôles est de 144, d'une largeur minimale de 1 mm et d'épaisseur 1 mm. Les conducteurs font la même largeur (280 μm) mais sont plus épais (100 μm) et plus espacés (310 μm).

CHAPITRE III
CONCEPTION, MODELISATION ET
OPTIMISATION D'UN MOTEUR PLANAIRE

Les besoins militaires pour les drones miniatures ont mis en évidence la nécessité de concevoir une chaîne de traction électrique d'une part, et d'utiliser une voilure tournante pour effectuer du vol stationnaire d'autre part. Les différents tests effectués aussi bien sur les moteurs existants que sur les hélices existantes ont montré que chacun avait son propre point de fonctionnement optimal et qu'il était difficile, voire impossible, de trouver un ensemble propulseur satisfaisant sans utiliser de réducteur.

En effet, une grande hélice (ϕ 50 cm) a besoin d'environ 30 W et une vitesse de rotation entre 1500 et 2000 tr/min pour produire une traction de 500 g. Dans une configuration quadri-rotors, chaque petite hélice (ϕ 20 cm) a besoin d'environ 10 W et une vitesse de rotation proche de 5000 tr/min pour produire 125 g de traction.

Actuellement, les moteurs brushless LRK sont les plus performants des petits moteurs électriques pour entraîner directement des hélices, mais d'un diamètre allant de 20 à 35 cm. Pour des hélices de plus grande taille, la vitesse de rotation nécessaire est trop basse pour que le moteur ait un bon rendement, un réducteur est donc nécessaire. Pour les hélices de petites tailles, des petits LRK pourraient peut-être être adaptés mais les seules données disponibles sont des données constructeurs. Il est donc difficile de connaître leur comportement réel avec une petite hélice en vol stationnaire.

Type de moteur	Masse (g)	Pélec (W)	I (A)	Vitesse de rotation (tr/min)	Pméca (W)	Rendement (%)
AXI 2208/34	45	37,6	5	7300	28	75
AXI 2212/26	57	42,3	5	7700	31	74
		54,5	7,5	4900	36	67
AXI 2204/54	24,5	28	4,3	6760	19	68

Tab. III. 1. Exemples de moteurs brushless LRK

On voit donc qu'il n'existe pas actuellement de moteurs électriques complètement adaptés aux grandes hélices en aéromodélisme. La problématique générale est que les moteurs ont besoin de vitesse pour avoir de bon rendement, alors que les hélices ont besoin de couple pour être performantes.

Deux solutions sont envisageables pour obtenir les 500 g de traction avec 30 W :

- soit on conserve les moteurs actuels et on essaye de concevoir une grande hélice (Φ 50 cm) tournant plus vite et nécessitant moins de couple;
- soit on utilise les grandes hélices existantes et on essaye de concevoir un moteur électrique léger ayant un fort couple et bon rendement à basse vitesse.

Ne disposant pas de modèle aérodynamique de conception d'hélices, nous nous contenterons de concevoir et dimensionner un moteur électrique adapté au cahier des charges défini par les points de fonctionnement précédemment trouvés. L'idéal serait effectivement de pouvoir avoir deux modèles et d'optimiser l'ensemble numériquement pour avoir le meilleur ensemble possible moteur – hélice.

Augmenter le couple d'un moteur passe par l'agrandissement de son diamètre. Or, cela apporte une masse supplémentaire. De plus, les moteurs actuels à courant continu ou brushless sont constitués principalement de matériau magnétique, de conducteurs et de fer, ce qui rend difficile la possibilité de diminuer leur masse sans dégrader leurs performances. Pour y remédier, on peut amincir les moteurs pour en faire des moteurs planaires de grands diamètres. Cette structure permet une meilleure concentration du champ magnétique dans les conducteurs, et de ce fait, permet d'enlever le fer du moteur et d'alléger considérablement la masse active de l'ensemble. Elle a déjà été étudiée et validée à petites échelles.

En effet, le LEG s'est intéressé ces dernières années à la miniaturisation de moteurs électriques. Deux voies d'exploration étaient possibles: l'une consistait à garder les géométries classiques des moteurs et à les réduire, la difficulté provenant de la mise en œuvre de ces objets de petite taille, l'autre consistait à utiliser les technologies collectives sur Si et à adapter les géométries. C'est cette dernière solution que le LEG a utilisé pour développer des micromoteurs planaires à aimants permanents au cours de la thèse de Pierre-Alain Gilles[PAG01]. Ce sont des machines synchrones constituées de deux bobinages statoriques triphasés double-couches obtenues par une utilisation innovante des techniques de lithographie profonde, disposés de par et d'autre d'un rotor en SmCo \varnothing 8mm x 0,5mm aimanté jusqu'à 15 paires de pôles, le tout étant encapsulé dans un boîtier usiné avec les moyens de l'industrie horlogère.

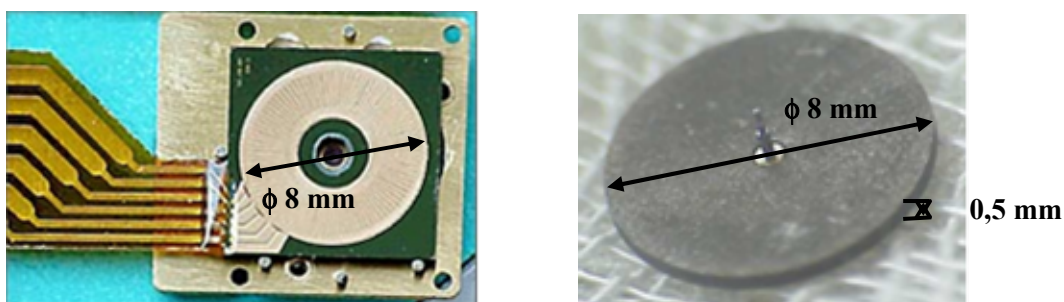


Fig. III. 1. Micromoteur planaire MUMO (stator à gauche, rotor à droite)

Capables de tourner à des vitesses supérieures à 150 000 tr/min, ils peuvent produire des puissances mécaniques de quelques Watts pour des rendements supérieurs à 50 %. Cela leur confère des densités de puissance massique supérieures à 1000 W/kg. Ces moteurs ouvrent donc une perspective intéressante dans le rapport poids/puissance, et l'utilisation de tels moteurs semblent appropriée à nos besoins.

Cependant, les puissances requises ne peuvent être atteintes avec la taille actuelle des moteurs planaires et cela passe donc par une augmentation d'échelle de ce concept. La technologie utilisée par le LEG dans le cadre des micro-moteurs, et bien maîtrisée par le LETI-LCMI, a montré une très bonne adaptation pour des moteurs de taille millimétrique, et de puissance de l'ordre du Watt. Mais pour des puissances envisagées de plusieurs dizaines de Watt dans cette application centimétrique, les technologies collectives sur Si ne semblent plus adaptées (raisons de coût et de nombre de défauts par cm²), l'étude se portera donc sur des stators de plus grand diamètre réalisés dans des technologies mieux adaptées (circuits imprimés double face, sérigraphie).

Enfin, la justification du développement de moteurs planaires vient aussi du fait, qu'à puissance totale égale, on peut associer mécaniquement par empilement plusieurs moteurs planaires sans trop alourdir le dispositif, ce qui n'est pas vrai pour des machines traditionnelles. Ceci permet également d'optimiser l'encombrement du moteur.

Ce chapitre présente les différentes étapes du développement de moteurs planaires de taille centimétrique.

La conception du moteur consiste à trouver la géométrie qui donne les meilleurs résultats théoriques possibles compatibles avec nos moyens de fabrication et avec toutes autres contraintes modélisables. Pour cela, nous disposons de la modélisation du micromoteur et d'un logiciel d'optimisation sous contraintes CDI_Optimizer [MAG04].

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

La structure présentée par la suite est celle qui a été finalement retenue et réalisée. Elle résulte de plusieurs configurations étudiées et optimisées. Elle est constituée d'un rotor planaire à aimants permanents entre deux stators planaires à bobinage double couche triphasé.

Enfin, les différentes étapes de l'optimisation ayant amené au dimensionnement final du moteur seront présentées, ainsi que les deux solutions obtenues.

III.1 CONCEPTION DES MOTEURS PLANAIRES

La configuration du moteur a été décidée en fonction des différentes contraintes rencontrées pour sa réalisation et son utilisation. Tout d'abord, le cahier des charges va limiter le diamètre du moteur. Ensuite, l'utilisation de courbes de Pareto [PAR48] permet de comparer très rapidement différentes configurations en fonction de leur masse et leur rendement. Ces courbes sont construites en considérant deux grandeurs à optimiser. Enfin, les contraintes sur la fabrication et sur le pilotage du moteur orienteront le choix final de structure.

III.1.1 Cahier des charges

On a vu que la chaîne de traction du drone doit lui permettre de soulever sa propre masse et une charge utile pour une masse totale inférieure de 500 g, et avec un encombrement maximum de 50 cm. L'étude aérodynamique a permis de mettre en évidence la nécessité de produire un minimum de 26 W avec une vitesse de rotation de 2 000 tr/min pour entraîner une hélice de diamètre 50 cm. De plus, le but principal étant aussi d'avoir la plus grande autonomie possible, le moteur doit répondre à trois caractéristiques principales :

- fournir la **puissance** nécessaire (environ **30 W**);
- avoir son meilleur rendement à la **vitesse de rotation** pour laquelle l'**hélice** est la meilleure;
- et être le plus **léger** possible.

La vitesse et la puissance étant données, le dimensionnement du moteur se fait sur son couple. Or, celui-ci va dépendre du champ magnétique B créé par les aimants, de la longueur utile l des conducteurs du stator, du rayon du moteur R et du courant d'alimentation I :

$$C \propto B.l.R.I$$

Le premier choix à faire concerne le rayon du moteur. Deux configurations sont envisagées : la première de type annulaire avec le moteur à la périphérie de l'hélice et la deuxième plus classique avec le moteur au centre (Fig. III. 2).

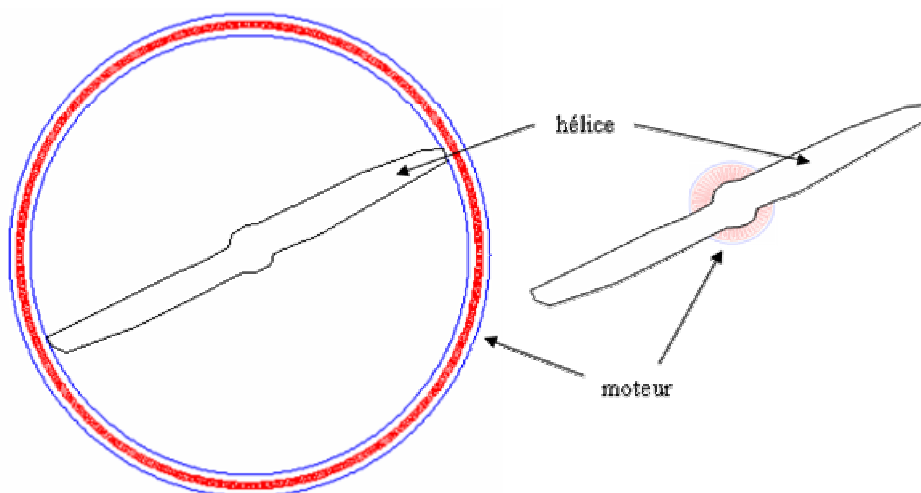


Fig. III. 2. Configurations annulaire ou axiale

Très rapidement, une première analyse sur leur rendement peut être menée. L'augmentation du rayon implique une diminution du courant dans les bobinages, et donc une baisse des pertes Joule. Le rendement sera donc meilleur pour la première configuration à B constant et résistance constante. Or, la taille du moteur risque d'être une contrainte énorme sur sa fabrication, sa tenue mécanique et surtout sur la tenue d'un entrefer faible et constant (tenir au maximum 500 μm d'écart entre le rotor et le stator

sur un diamètre de 500 mm). Ce type de configuration pourrait, par contre, être envisagée pour des hélices plus petites (6 à 10 cm de diamètre) dans le cadre d'un drone multi-rotors avec carénage.

Dans la seconde configuration à rayon plus petit, pour éviter un courant trop fort et des pertes Joule, il est possible d'augmenter la longueur des conducteurs, de diminuer l'entrefer ou encore d'augmenter l'épaisseur des aimants. Cependant, cela peut engendrer une augmentation de masse, à comparer au gain en rendement que l'on peut faire. Mais cette masse restera de toute façon bien inférieure à celle de la première configuration.

Compte tenu des problèmes mécaniques que laisse entrevoir la première configuration pour de telles dimensions, nous nous orienterons vers la seconde configuration. Les moteurs planaires envisagés seront donc placés au centre de l'hélice. Pour ne pas gêner le flux d'air produit par l'hélice, le diamètre des moteurs est limité à 20 % du diamètre de l'hélice, soit 10 cm.

III.1.2 Comparaison par courbe de Pareto

III.1.2.1 Définition d'une courbe de Pareto

Les courbes (ou surfaces) de Pareto sont utilisées en conception comme outil d'aide à la décision pour traiter des problèmes multi-objectifs. Elles présentent un ensemble de solutions répondant au cahier des charges en fonction de paramètres multiples. Chaque essai est dit Pareto optimal s'il n'existe pas de points tels que toutes les réponses peuvent être améliorées. Pour notre application, il s'agira de trouver pour un rendement donné, le moteur ayant la masse minimale. En répétant cette opération pour plusieurs rendements, le résultat sera la courbe de Pareto en dessous de laquelle il n'existe pas de solution.

III.1.2.2 Configurations proposées

La structure de base (Fig. III. 3) est composée d'un rotor à p paires de pôles et d'un stator planaire à bobinage soit de type à la grecque (simple couche, Fig. III. 4.a & Fig. III. 4.b.) soit du même type (Fig. III. 26) que les micromoteurs planaires (MUMO) décrits dans [PAG01] (double couche, Fig. III. 4.c.).

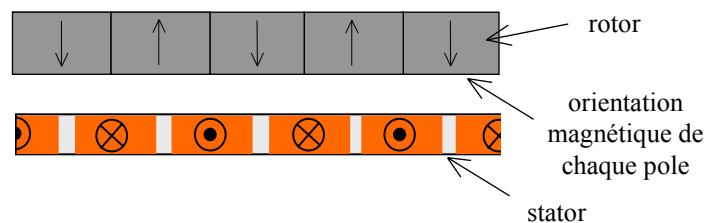


Fig. III. 3. Structure de base avec un stator et un rotor

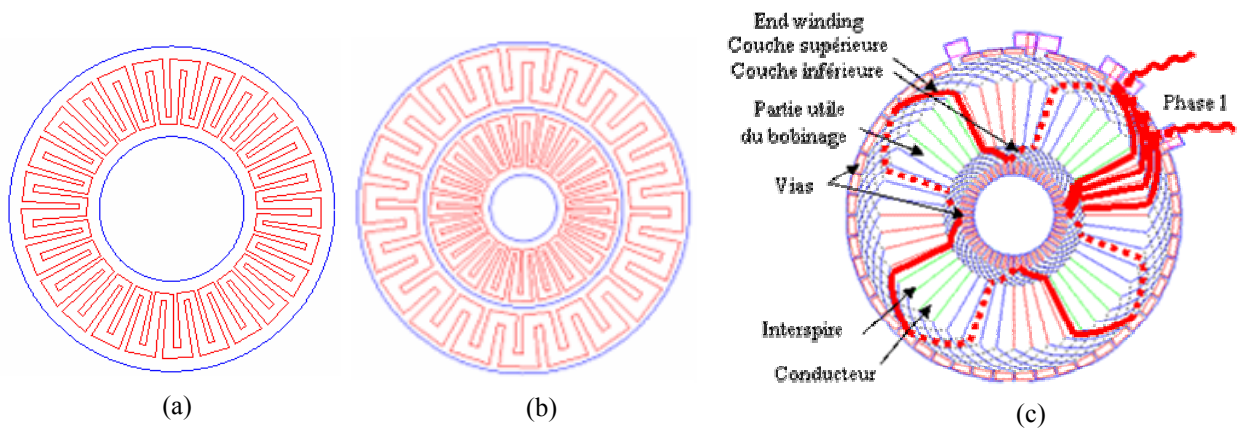


Fig. III. 4. Différents bobinages planaires
 (a) à la grecque simple-couche
 (b) à la grecque simple-couche doubles bobinages concentriques
 (c) AXEM double couche triphasé

A partir de ces stators, plusieurs configurations de moteurs ont été conçues :

- Structure en sandwich-rotor (Fig. III. 5.a.) :
un rotor entre deux bobinages planaires (type 5.a.),
- Structure en sandwich-stator (Fig. III. 5.b.) :
deux stators simple couche (type 5.a) entre deux rotors,
- Structure à un seul entrefer (Fig. III. 5.c.) :
un rotor en vis-à-vis d'un stator à couches concentriques (type 5.b),
- Structure micro-moteur (Fig. III. 5.d.) :
un rotor entre deux stators double-couche triphasée (type 5.c).

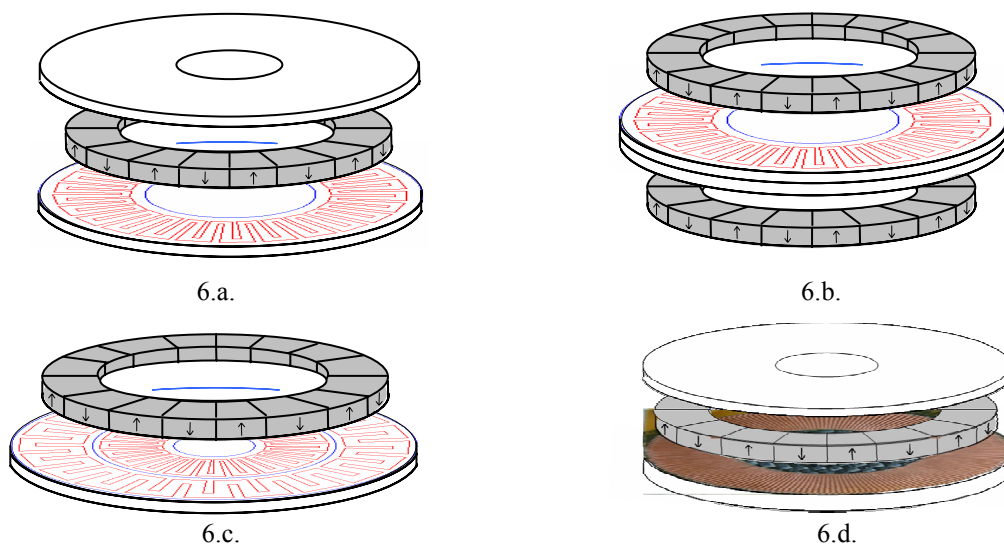


Fig. III. 5. Quatre structures de moteurs planaires

Pour assurer la rotation du rotor par rapport au stator, il faut qu'un champ magnétique tournant soit créé.

Un système de 2 bobines placées en quadrature spatiale (axes à 90°) et parcourues par des courants sinusoïdaux en quadrature temporelle (déphasés de 90°) crée en son centre 2 champs rectilignes alternatifs B_a et B_b en quadrature spatiale et temporelle. Le champ résultant est un champ tournant dans l'espace à la vitesse ω (dans le sens du retard des courants) et de module B constant. Les structures 6.a, 6.b et 6.c sont des systèmes diphasés avec les deux stators monophasés en quadrature spatiale. Le principal inconvénient du système diphasé est que le champ créé est un champ pulsant qui crée localement dans le rotor des variations temporelles de champ qui conduisent à l'apparition de courants induits dans le rotor.

De même, un système de 3 bobines disposées à 120° l'une de l'autre dans l'espace et parcourues par des courants triphasés équilibrés (déphasés de 120° entre eux dans le temps) crée un système de 3 champs rectilignes alternatifs B_1 , B_2 et B_3 . La résultante de ces 3 champs est un champ de module B constant tournant dans l'espace à la vitesse ω dans le sens du retard des courants. La structure 6.d utilise deux stators triphasés.

Pour le dimensionnement, un modèle électrique a été établi, prenant en compte les différents paramètres géométriques. Il est basé sur la force produite sur un aimant par un conducteur alimenté par une intensité variable. Le cahier des charges fixé était de fournir une puissance de 30 W à une vitesse de 2 000 tr/min.

III.1.2.3 Résultats préliminaires

Les paramètres d'optimisation sont les mêmes pour les 4 structures : certains paramètres sont fixés comme l'induction magnétique, la vitesse de rotation ou bien encore la puissance mécanique, d'autres contraintes comme le diamètre et la courbe optimale est tracée pour les paramètres masse et rendement. Dans l'exemple suivant (Fig. III. 6), la masse totale du moteur est à minimiser pour un rendement donné. Le modèle le plus simple a été choisi pour cette étude préliminaire, à savoir que les seules pertes prises en compte sont les pertes Joule.

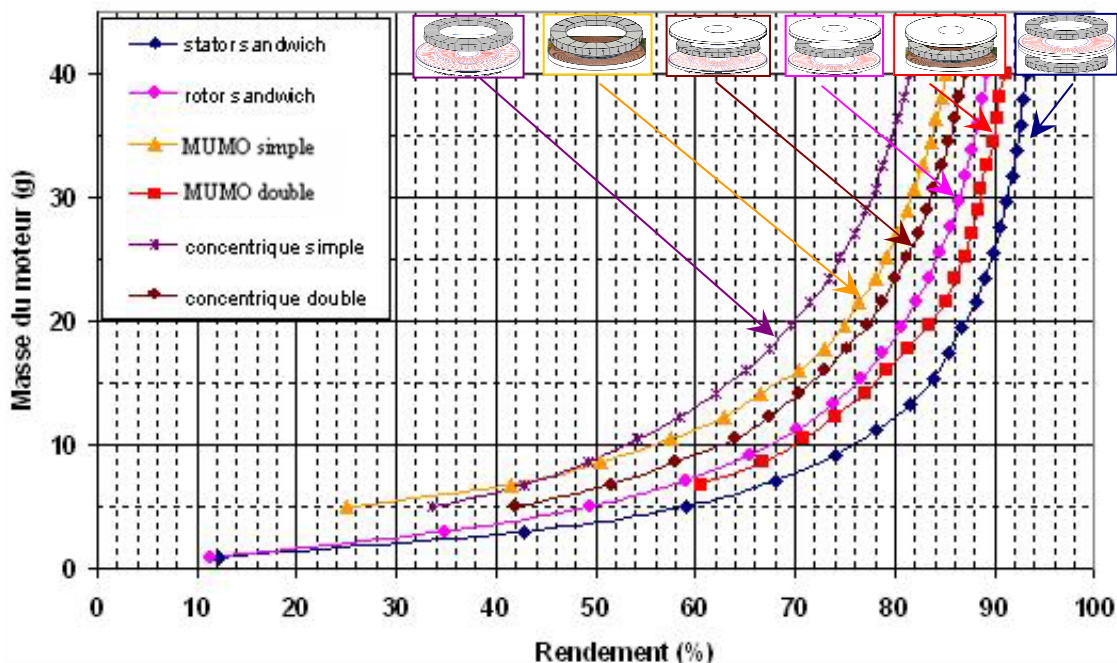


Fig. III. 6. Courbes de Pareto pour les différentes structures

Apparemment, la structure la plus performante après ce dimensionnement est la structure avec un stator entre deux rotors. Pour un rendement de 80 %, la masse utile du moteur est de 12 g. Celle-ci est doublée pour la structure à un rotor entre deux stators à bobinages concentriques. De même, pour une masse utile de 10 g, cette structure atteint un rendement de 76 % alors qu'il n'est que de 62 % pour celle à un rotor entre deux stators à bobinages concentriques.

Cependant, il convient de relativiser ces résultats obtenus car ils ne tiennent pas compte des différentes pertes par frottements du moteur, ni des contraintes géométriques liées à la fabrication.

Ces courbes permettent de comparer les moteurs planaires aux moteurs actuels vendus dans le commerce et qui ont été testés à des puissances de 30 W et pour des vitesses de 2000 tr/min. Le meilleur moteur à ce point de fonctionnement est l'AXI221226. Il pèse 57 g, délivre 31 W à 7600 tr/min avec un rendement de 74 %. L'utilisation de réducteur (27 g) permet de tourner à 2 000 tr/min en fournissant 27,5 W avec un rendement de 70 % pour l'ensemble moteur-réducteur; celui-ci peut être ramené à 80 % pour le moteur seul en comptant un rendement de 90 % pour le réducteur.

L'optimisation nous permet de dimensionner, sous certaines conditions (diamètre maximal 100 mm, entrefer 50 μm , pas de contraintes géométriques liées aux contraintes de fabrication : largeur minimale de 50 μm , épaisseur sans contraintes), un moteur à stators double couche triphasée avec un tel rendement pour une masse 17 g. En rajoutant la masse du châssis et les éléments d'assemblage du moteur, la masse restera bien inférieure à 40 g, soit 40 g de moins que l'AXI221226 testé à performances égales.

III.1.3 Contraintes de fabrication

Les techniques de fabrication employées pour les stators et les rotors apportent des contraintes géométriques supplémentaires sur la réalisation des moteurs.

III.1.3.1 Contraintes pour le stator

Les spécialistes de réalisation de circuits imprimés peuvent fournir des prototypes de circuits imprimés selon les besoins : simple ou multi-couches, substrats divers (polyamide, verre téflon, polyéthylène, téflon pur). Des systèmes de découpe au laser pour des prototypes de circuits sur alumine existent et permettent de réaliser des pistes en cuivre de largeur 50 μm avec un isolement de 40 μm entre chaque piste. Cette technique est idéale pour fabriquer des stators simple couche, mais devient plus compliquée à mettre en œuvre pour un double couche où il est nécessaire de créer des vias entre les deux couches. Dans les technologies plus conventionnelles de gravure chimique, les largeurs de conducteurs et d'isollements obtenues sont de l'ordre de 125 μm . Les épaisseurs de cuivre sont variables, mais standardisées : 35, 70 ou 105 μm .

A l'inverse de ces techniques micrométriques, les méthodes d'emboutissage permettent de concevoir des systèmes beaucoup plus grands, et sont beaucoup plus limitées en terme de largeur de conducteurs.

Les structures avec les bobinages à la grecque sont des simples couches et peuvent être réalisées par des méthodes laser ou de gravure chimique. La réalisation du stator type AXEM nécessite deux couches de conducteurs reliés par des vias.

III.1.3.2 Contraintes pour le rotor

Les probables dimensions (plusieurs centimètres de diamètre) permettent d'envisager des épaisseurs d'aimants de quelques centaines de micromètres au millimètre. Elles restreignent aussi la fabrication à un assemblage d'aimants permanents, plutôt qu'à la construction d'un bloc massif que l'on aimanterait par la suite. A ces épaisseurs-là, deux techniques de fabrication sont envisageables :

- le micro-usinage par électroérosion permet d'obtenir des épaisseurs minimales de 500 μm dans n'importe quel matériau,
- l'électrodéposition d'aimants permanents effectuée au Laboratoire Louis Néel (Fig. III. 7) donne des épaisseurs de 200 μm , et les travaux de recherche sont toujours en cours pour améliorer les propriétés des matériaux et leurs épaisseurs.



Fig. III. 7. Aimant en NdFeB déposé par plasma (LLN)

III.1.4 Contrôle et pilotage

Les outils de pilotage pour un moteur synchrone triphasé sont plus développés et mieux maîtrisés que pour un moteur diphasé. De plus, les travaux préliminaires sur le micromoteur [RAI03] ont permis de constituer une carte d'autopilotage grâce à une configuration en sandwich. Celle-ci peut être améliorée et directement utilisée pour une configuration similaire à plus grande échelle.

III.2 DIMENSIONNEMENT DU MOTEUR PLANAIRE

Les différentes contraintes et études précédentes ont permis d'orienter le choix du moteur sur un moteur synchrone double-couche triphasé à aimants permanents. Plusieurs modélisations sont nécessaires pour prendre en compte toutes les caractéristiques du moteur :

- la modélisation géométrique (paramétrage du stator et du rotor),
- la modélisation magnétique des aimants,
- la modélisation électrique (tension de force électromotrice, résistance, inductance),
- la modélisation des différentes pertes (aérodynamiques et par courants de Foucault),
- la modélisation de la masse des différents matériaux.

III.2.1 Paramètres du modèle géométrique

III.2.1.1 Le stator

Le stator est constitué de deux couches de cuivre indépendantes, qui sont connectées entre-elles au niveau de leurs périphéries intérieure et extérieure par des vias. Par rapport au modèle établi pour les micromoteurs, il est nécessaire de tenir compte de la largeur d'interspires qui est du même ordre de grandeur que la largeur des conducteurs selon les critères de fabrication.

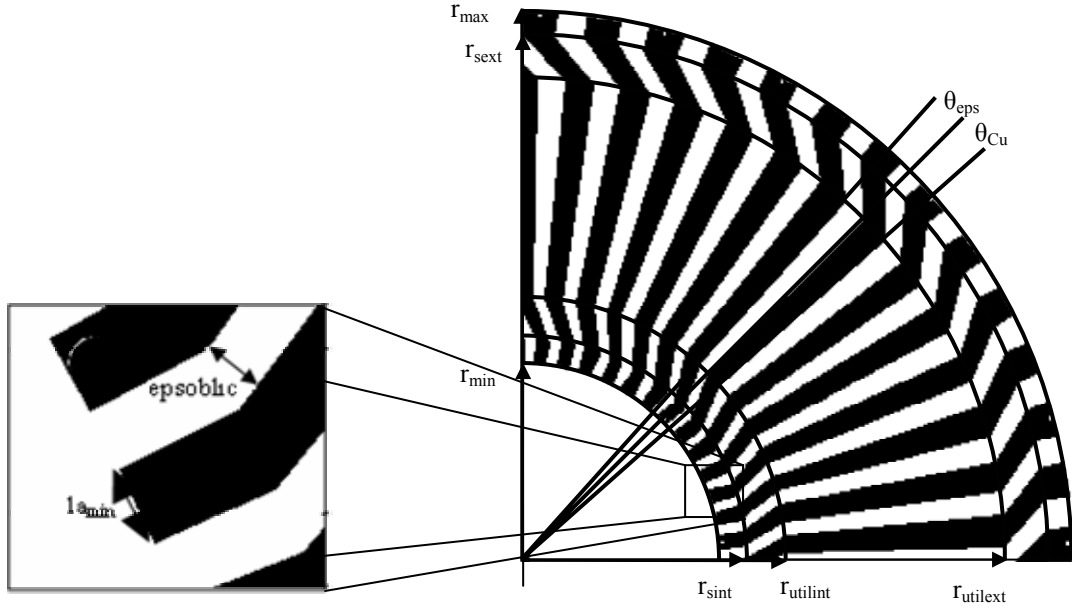


Fig. III. 8. Paramétrage du stator

On définit pour les rayons :

- r_{\min} : rayon minimum du début du bobinage
- r_{sint} : rayon intérieur correspondant à la fin de la zone des vias intérieurs
- $r_{\text{util_int}}$: rayon utile intérieur correspondant au début de la zone utile des conducteurs
- $r_{\text{util_ent}}$: rayon utile extérieur correspondant à la fin de la zone utile des conducteurs
- r_{sext} : rayon extérieur correspondant au début de la zone des vias extérieurs
- r_{max} : rayon maximum correspondant à la périphérie externe

Le rayon maximum est un paramètre d'entrée de notre modèle. L'utilisation de cinq autres paramètres d'entrée (d , arcext , arcint , viasint et viasext) permet d'obtenir les relations suivantes :

$$r_{\text{sext}} = r_{\text{max}} - \text{viasext} \quad (\text{III. 1})$$

$$r_{\text{util_ext}} = r_{\text{sext}} - \text{arcext} \quad (\text{III. 2})$$

$$r_{\text{util_int}} = r_{\text{util_ext}} - d \quad (\text{III. 3})$$

$$r_{\text{int}} = r_{\text{util_int}} - \text{arcint} \quad (\text{III. 4})$$

$$r_{\text{sint}} = r_{\text{int}} - \text{viasint} \quad (\text{III. 5})$$

$$r_{\text{smoy}} = r_{\text{util_ext}} - d/2 \quad (\text{III. 6})$$

On définit le paramètre eps comme la largeur d'interspire au niveau du rayon minimum. On en déduit l'ouverture angulaire associé à cette largeur :

$$\theta_{eps} = 2 \cdot \arcsin\left(\frac{eps}{2 \cdot r_{\min}}\right) \quad (\text{III. 7})$$

Puis, le pas statorique θ et l'ouverture angulaire θ_{Cu} associés à la largeur d'un conducteur :

$$\theta = \frac{2\pi}{nc} = \theta_{Cu} + \theta_{eps} \quad (\text{III. 8})$$

$$\theta_{Cu} = \frac{2\pi}{nc} - \theta_{eps} \quad (\text{III. 9})$$

Le nombre de conducteurs par couche nc dépend du nombre de paires de pôles p du rotor, du nombre de conducteurs par phase et par pôle nb_cond et du nombre de phases nb_phas , et est défini par :

$$nc = nb_phas \cdot nb_cond \cdot p \quad (\text{III. 10})$$

La fabrication impose des largeurs minimales à respecter :

- la largeur minimum des conducteurs, définie au niveau du rayon minimum

$$la_{\min} = 2 \cdot r_{\min} \cdot \sin\left(\frac{\theta_{Cu}}{2}\right) \quad (\text{III. 11})$$

- la largeur d'interspires, définie dans l'oblique des conducteurs

$$eps_{oblic} = r_{\text{int}} \cdot \theta_{eps} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{pas}{2} \cdot \frac{r_{\text{utilint}}}{r_{\text{utilint}} - r_{\text{int}}}\right)^2}} \quad (\text{III. 12})$$

Eps ou eps_{oblic} est la largeur minimum d'interspires à respecter pour les contraintes de fabrication. Selon la valeur de chacun, on prendra l'un ou l'autre.

III.2.1.2 Le rotor

Il est constitué de $2 \cdot p$ pôles d'aimants permanents de longueur $r_{\text{utilext}} - r_{\text{utilint}}$. Son épaisseur est epr .

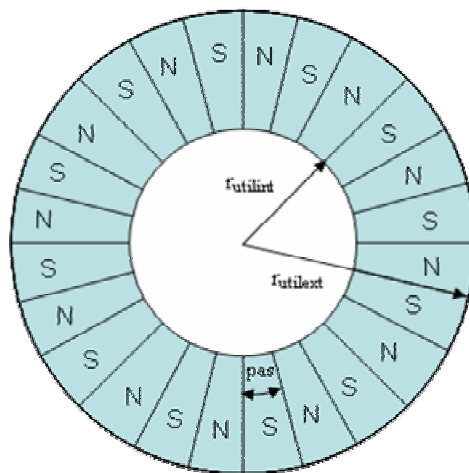


Fig. III. 9. Disque du rotor divisé en $2 \cdot p$ pôles (ici, $p = 12$)

Le pas polaire est défini par :

$$pas = \frac{2\pi}{2.p} \quad (\text{III. 13})$$

III.2.2 Modèle magnétique

Le calcul du champ magnétique est obtenu à partir d'un modèle à densité de charge équivalente [AKO84] qui permet de calculer le champ magnétique créé par un aimant en forme de secteur et repris dans la thèse de P.-A. Gilles [PAG01, PAG02]. Pour un aimant d'épaisseur $2.c$ centré en z sur l'origine, d'aimantation J , dont la projection dans le plan (O,x,y) est un secteur délimité par r_a et R_a et les angles α_1 et α_2 (Fig. III. 10), la composante verticale Blz du champ créé en M de coordonnées cylindriques (r,β,z) est donnée par l'équation (III. 14).

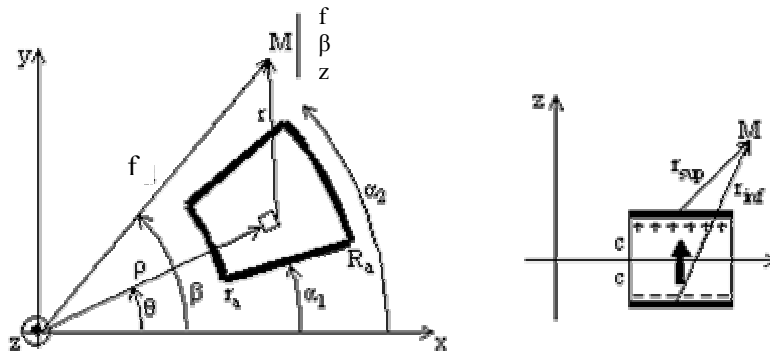


Fig. III. 10. Aimants en secteur

Avec

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

$$Blz(\alpha_1, \alpha_2, M) = \frac{J}{4\pi} \left(\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \int_{r_a}^{R_a} \frac{\rho.(z-c)}{|r_{\text{sup}}|^3} .d\rho.d\theta - \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \int_{r_a}^{R_a} \frac{\rho.(z+c)}{|r_{\text{inf}}|^3} .d\rho.d\theta \right) \quad (\text{III. 14})$$

Pour avoir le champ créé au point M défini par $r = r_{\text{moy}}$, $\beta = 0^\circ$ et z , on somme la contribution de tous les pôles, mais pour gagner du temps de calcul, on somme seulement les proches voisins :

$$Bz(p, r_{\text{moy}}, 0, z) = \sum_{i=-2}^2 (-1)^i .Blz\left(\frac{\pi}{p}.i - \frac{\pi}{2p}, \frac{\pi}{p}.i + \frac{\pi}{2p}, r_{\text{moy}}, 0, z\right) \quad (\text{III. 15})$$

Plus le nombre de pôles sommés est grand, plus la précision sur le calcul du champ est grande (Fig. III. 11).

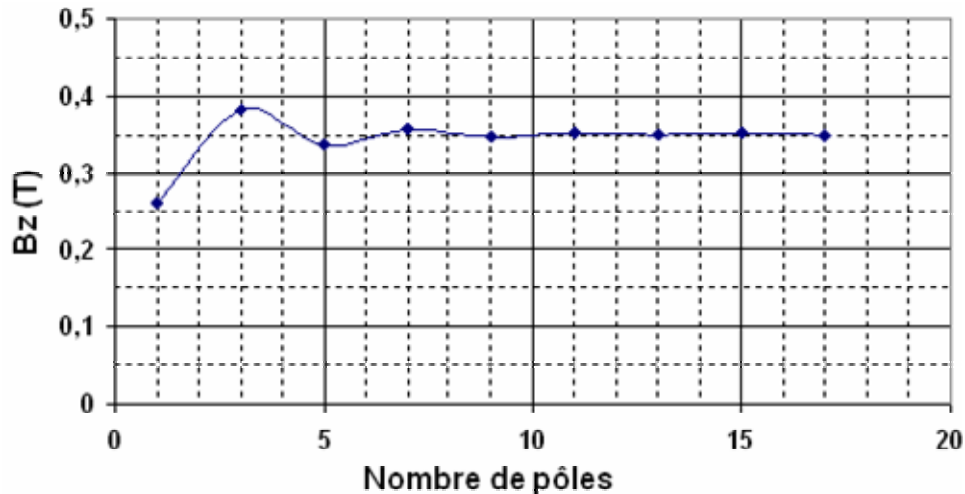


Fig. III. 11. Influence du nombre de pôles sommés sur l'amplitude du champ magnétique

Le logiciel d'optimisation ne possédant pas la fonction intégrale ou somme, il a fallu créer ces fonctions de façon externe, et réaliser une intégration numérique à pas adaptatif. Cette méthode requiert un temps de calcul qui augmente rapidement avec le nombre de pôles sommés, c'est pourquoi le nombre de pôles sommés sera limité à 5.

Pour le modèle, on définit les paramètres d'entrée suivant : l'entrefer en entre stator et rotor, la demi-épaisseur c du rotor, l'épaisseur d'un conducteur en cuivre ep et l'épaisseur du substrat eps .

On suppose pour toute la suite du modèle que le champ magnétique est constant le long du conducteur et qu'il est sinusoïdal selon l'angle réduit. De plus, son calcul dans les têtes de bobines n'est pas pris en compte car les résultats obtenus en les considérant sont proches de ceux obtenus sans [PAG01], et surtout la lourdeur du calcul n'est pas compatible avec un dimensionnement rapide.

III.2.3 Modèle électrique

Chaque phase du stator est assimilée au circuit électrique suivant :

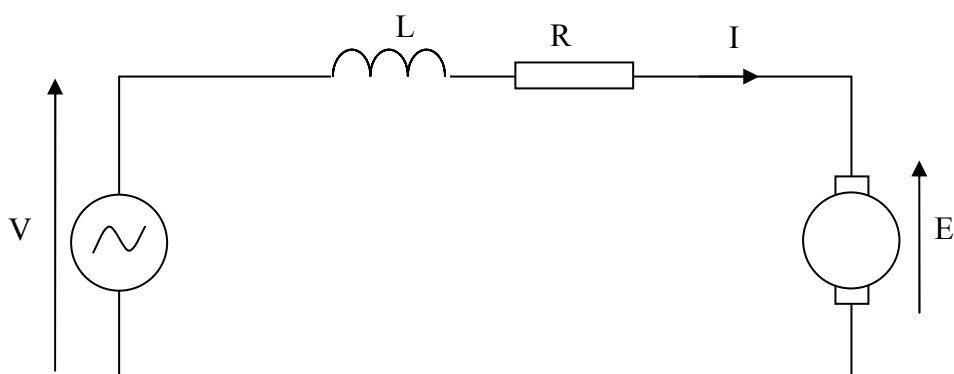


Fig. III. 12. Schéma électrique d'une phase du stator

La loi des mailles donne la relation :

$$V(t) = E(t) + R.I(t) + L.\frac{dI(t)}{dt} \quad \text{(III. 16)}$$

V(t), E(t) et I(t) sont considérés comme sinusoïdales. Par la suite, on utilisera V, E et I, leurs valeurs efficaces respectives.

III.2.3.1 Détermination de la tension de force électromotrice E

La tension de fém e est déterminée à partir de la relation :

$$e = Bz.l.v \quad (\text{III. 17})$$

où l est la longueur totale utile d'une phase du stator :

$$l = 2.nb_cond.p.d \quad (\text{III. 18})$$

v est la vitesse linéaire du rotor au niveau du rayon moyen :

$$v = r_{moy}.\Omega \quad (\text{III. 19})$$

et le champ Bz est la moyenne des amplitudes maximum des champs magnétiques calculés au niveau du milieu des conducteurs de la 1^{ère} et de la 2^{nde} couche :

$$Bz = \frac{Bz(p, r_{moy}, 0, c + en + \frac{ep}{2}) + Bz(p, r_{moy}, 0, c + en + ep + epsubs + \frac{ep}{2})}{2} \quad (\text{III. 20})$$

Cette valeur e est la valeur maximum d'une tension sinusoïdale, il faut diviser par $\sqrt{2}$ pour avoir la tension efficace:

$$E = \frac{e}{\sqrt{2}} \quad (\text{III. 21})$$

Enfin, on détermine la constante de tension de fém à partir de la vitesse de rotation du moteur (N en tr/min ou Ω en rad/s):

$$k_N = \frac{E}{N} \text{ ou } k_\Omega = \frac{E}{\Omega} \quad (\text{III. 22})$$

III.2.3.2 Détermination de la résistance R

La résistance R pour une phase est définie en fonction des paramètres géométriques des conducteurs :

- pour la partie utile et pour les vias

$$R1 = 2.nb_cond.p.\rho_{Cu} \cdot \frac{1}{\theta_{Cu} \cdot ep} \cdot \ln\left(\frac{r_{max}}{r_{ext}} \cdot \frac{r_{util\text{ext}}}{r_{util\text{int}}} \cdot \frac{r_{int}}{r_{min}}\right) \quad (\text{III. 23})$$

- pour la partie entre les vias extérieurs et la partie utile

$$R2 = 2.nb_cond.p.\rho_{Cu} \cdot \frac{1}{\theta_{Cu} \cdot ep \cdot r_{util\text{ext}}} \cdot \sqrt{r_{util\text{ext}}^2 + r_{ext}^2 - 2.r_{ext} \cdot r_{util\text{ext}} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2p}\right)} \quad (\text{III. 24})$$

- pour la partie entre les vias intérieurs et la partie utile

$$R3 = 2.nb_cond.p.\rho_{Cu} \cdot \frac{1}{\theta_{Cu} \cdot ep \cdot r_{int}} \cdot \sqrt{r_{util\text{int}}^2 + r_{int}^2 - 2.r_{int} \cdot r_{util\text{int}} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2p}\right)} \quad (\text{III. 25})$$

La somme des trois résistances fournit la résistance totale d'une phase R.

III.2.3.3 Détermination de l'inductance L

Le calcul de l'inductance se fait sous Mathcad. La lourdeur des calculs ne nous permet pas de l'intégrer dans le modèle global du moteur. Il est décrit dans la thèse de P.-A. Gilles [PAG01], et sert principalement à vérifier l'hypothèse selon laquelle, pour des moteurs de petites dimensions, l'inductance est négligeable aux fréquences basses d'utilisation du moteur. Cependant, cette hypothèse sera vérifiée par la suite après chaque dimensionnement.

Désormais, l'inductance L du stator est négligée et l'équation (III. 16) devient :

$$V = E + R.I \quad (\text{III. 26})$$

III.2.3.4 Bilan des puissances mises en jeu

Pour que le moteur fonctionne à couple maximal, la tension E et le courant I doivent être en phase. Ceci est réalisé par une commande du moteur en autopilotage que nous verrons dans le chapitre suivant.

Le moteur doit fournir une puissance mécanique donnée à une vitesse donnée, ce qui fixe le couple moteur à fournir. Chaque stator en fournit la moitié:

$$C_u = \frac{1}{2} \frac{P_{méca}}{\Omega} \quad (\text{III. 27})$$

De plus, en tenant compte d'un couple de freinage C_{frot} (détaillé par la suite) qu'il faut compenser, nous obtenons pour les 3 phases :

$$C_u + C_{frot} = \frac{3.E.I}{\Omega} = \frac{3.B.l.r_{moy} \cdot \Omega.I}{\sqrt{2} \cdot \Omega} \quad (\text{III. 28})$$

On en déduit le courant d'alimentation I à fournir dans chaque phase :

$$I = \frac{C_u \cdot \Omega + C_{frot} \cdot \Omega}{3.E} \quad (\text{III. 29})$$

Et la densité de courant maximum dans les conducteurs au niveau de la largeur minimum :

$$\delta_{max} = \frac{I}{ep.la_{min}} \quad (\text{III. 30})$$

La puissance absorbée par un stator est :

$$Pa = 3.V.I \quad (\text{III. 31})$$

Les pertes par effet Joule par stator valent :

$$Pj = 3.R.I^2 \quad (\text{III. 32})$$

Les pertes par frottement P_{frot} sont composées principalement des pertes par frottements aérodynamiques $P_{aéro}$ dues à la rotation du rotor, et des pertes par courant de Foucault P_{Fouc} dans les conducteurs :

$$P_{frot} = P_{aéro} + P_{Fouc} = C_{frot} \cdot \Omega \quad (\text{III. 33})$$

En réalité, il existe aussi des pertes par frottements secs dus aux roulements. Leur couple est constant, et proportionnel au rayon de l'axe :

$$C_{axe} = F.r \quad (\text{III. 34})$$

Elles ne seront pas prises en compte pour le dimensionnement initial.

Le rendement du moteur s'écrit:

$$\eta = \frac{P_{méca}}{2.Pa} \quad (\text{III. 35})$$

Enfin, on définit la fréquence d'alimentation f par :

$$f = \frac{p.N}{60} \quad (\text{III. 36})$$

III.2.4 Modèles de pertes

III.2.4.1 Modèle de pertes aérodynamiques

III.2.4.1.1 Cas général de deux plaques planes infinies en mouvement

On suppose que l'une des surfaces est immobile, et que la seconde est animée d'une vitesse V . Sous l'effet des forces d'interaction entre les molécules de fluide et des forces d'interaction entre les molécules de fluide et celles de la paroi, chaque molécule de fluide ne s'écoule pas à la même vitesse. On dit qu'il existe un profil de vitesse (Fig. III. 13).

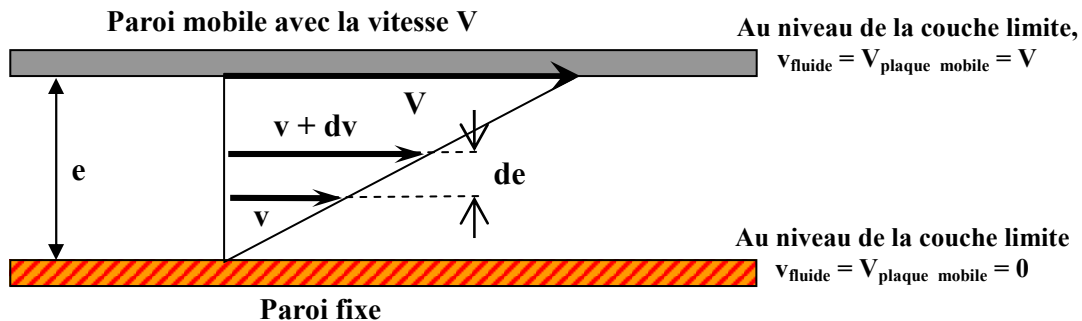


Fig. III. 13. Profil de vitesse du fluide lors du déplacement relatif de deux parois

La vitesse de chaque couche est une fonction de la distance z de cette couche au plan fixe : $v = v(z)$.

Considérons 2 couches contiguës distantes de de . On définit :

- la vitesse de cisaillement (m.s-1) :

$$\dot{\epsilon} = \frac{dv}{de} \quad (\text{III. 37})$$

- la contrainte de cisaillement (N/m²):

$$\tau = \frac{dF}{dS} \quad (\text{III. 38})$$

On suppose que pendant toute la durée de l'écoulement du fluide :

- le mouvement est laminaire ($Re \text{ (I.1.)} < 2000$), les couches glissent les unes sur les autres;
- le fluide est assimilé à une superposition de couches adjacentes d'épaisseur infiniment minces sans qu'il y ait transfert de matières entre les couches.

La force de frottement F qui s'exerce à la surface de séparation de ces deux couches s'oppose au glissement d'une couche sur l'autre. Elle est proportionnelle à la différence de vitesse des couches soit dv , à leur surface S et inversement proportionnelle à de :

$$F = -\eta.S.\frac{dv}{de} \quad \text{(III. 39)}$$

Le facteur de proportionnalité η est le coefficient de viscosité dynamique du fluide :

$$\eta = \frac{\tau}{\dot{\epsilon}} \quad \text{(III. 40)}$$

Dans le système international (SI), l'unité de viscosité est le Poiseuille ($1 \text{ Pl} = 1 \text{ kg}/(\text{m.s}) = 1 \text{ Pa.s}$).

On définit la viscosité cinématique (ν) :

$$\nu = \frac{\eta}{\rho} \quad \text{(III. 41)}$$

où ρ est la masse volumique (kg/m^3).

Le tableau suivant répertorie quelques valeurs de viscosité.

Fluide	Température (°C)	Viscosité dynamique η (10^{-3} Pa.s)
Air	20	0,0183
	100	0,022
Eau	20,2	1
	100	0,28
Huile d'olive	20	81 - 100
Sang	37	4 - 25
Miel	20	100 000

Tab. III. 2. Exemples de viscosités

Contrairement à celle des liquides, la viscosité des gaz augmente avec la température.

III.2.4.1.2 Application à un disque en rotation

Le moteur subit deux couples identiques de frottements visqueux du à l'interaction du rotor avec chacun des deux stators. En appliquant la théorie précédente au rotor en rotation (paroi en mouvement avec une vitesse radiale $V = r.\Omega$) et à un stator (paroi immobile) séparés par un entrefer e , on peut écrire la contrainte de cisaillement dans le fluide (ici, l'air) entre les deux parois:

$$\tau = \eta \cdot \frac{dv}{de} = \eta \cdot \frac{V}{e} = \eta \cdot \frac{r \cdot \Omega}{e} \quad (\text{III. 42})$$

avec Ω la vitesse de rotation du disque.

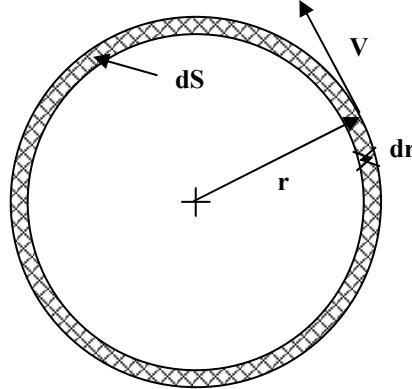


Fig. III. 14. Disque en rotation

La force de frottement qui s'exerce sur l'élément de surface $dS = 2\pi \cdot r \cdot dr$ s'écrit :

$$dF = \tau \cdot dS = \eta \cdot \frac{\Omega}{e} \cdot 2\pi \cdot r^2 \cdot dr \quad (\text{III. 43})$$

On en déduit le couple résistant élémentaire qui en résulte :

$$dC = \eta \cdot \frac{\Omega}{e} \cdot 2\pi \cdot r^3 \cdot dr \quad (\text{III. 44})$$

Puis on intègre le couple résistant élémentaire entre le rayon intérieur R_1 et le rayon extérieur R_2 :

$$C = \eta \cdot \frac{\Omega}{e} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot (R_2^4 - R_1^4) \quad (\text{III. 45})$$

Finalement, on en déduit les pertes dues aux frottements aérodynamiques pour une face :

$$P_{aéro} = C \cdot \Omega = \eta \cdot \frac{\Omega^2}{e} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot (R_2^4 - R_1^4) \quad (\text{III. 46})$$

III.2.4.2 Modèle des pertes par courants de Foucault

De nombreux auteurs ont calculé numériquement les pertes par courants de Foucault pour différentes machines électriques [WAN04, MA03], d'autres ont développé des modèles utilisés dans des outils d'analyse numérique [ZHO04, KAW00]. Enfin certains ont établi des modèles analytiques de pertes par courants de Foucault mais toujours dans des configurations de machines bien précises [ATA00, MI03, TOD04]. L'objectif de cette partie de notre étude est donc d'obtenir un modèle analytique des pertes par courants de Foucault pour le dispositif qui nous intéresse. Le modèle analytique doit être simple pour être implanté facilement et traité rapidement (en termes de temps de calcul) par le logiciel d'optimisation; il devra cependant être suffisamment précis pour que l'estimation des courants de Foucault reste pertinente. Deux modèles seront proposés : l'un en considérant que le champ magnétique sinusoïdal, l'autre en le décomposant en séries de Fourier.

III.2.4.2.1 Modélisation analytique

L'expérience acquise sur les micromoteurs et les différentes optimisations préliminaires effectuées sans tenir compte de ces pertes ont permis d'estimer le nombre de pôles du rotor (> 60). Par conséquent, compte tenu des diamètres envisagés (50 mm à 100 mm) et de la petitesse des têtes de bobines, la détermination des pertes par courant de Foucault revient à modéliser le courant induit par les aimants dans un fil rectangulaire à géométrie bornée (Fig. III. 15).

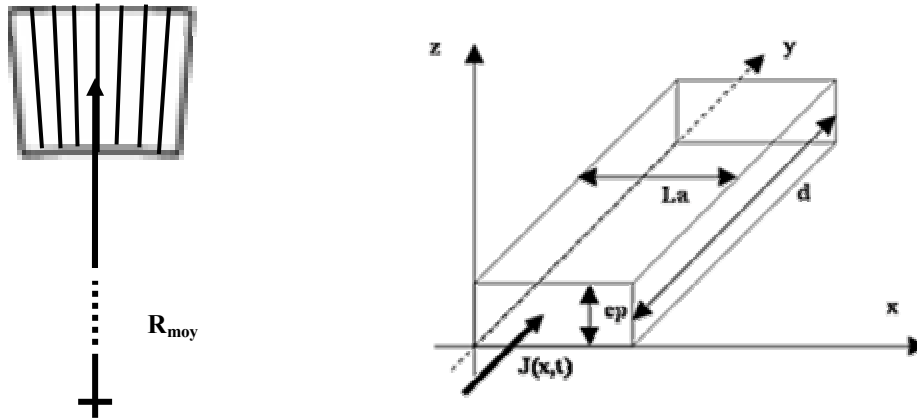


Fig. III. 15. Géométrie du conducteur

Modèle 1 :

Les hypothèses utilisées pour le calcul sont :

- L'induction magnétique $B(x,t)$ est connue en tout point et on ne prend que la composante orientée selon z : $\vec{B}(x,t) = B_z(x,t)\vec{k}$

- Les courants induits donnent un champ de réaction $B_r \ll B_z$

- $ep \ll La \ll d \ll R_{moy}$,

- $B_z = B_{max} \cdot e^{jk(x-v.t)}$ avec $k = \frac{2\pi}{\lambda}$: vecteur d'onde, $v = \Omega \cdot r_{moy}$: vitesse

linéaire de déplacement des aimants au niveau du rayon moyen, et $\lambda = \frac{2\pi \cdot r_{moy}}{p}$: période géométrique.

En conséquence, le premier modèle établi (cf Annexe C) pour $nc = 2 \cdot nb \cdot p$ conducteurs est le suivant :

$$P = nb \cdot \sigma \cdot d \cdot \Omega^2 \cdot B_m^2 \cdot r_{moy}^2 \cdot ep \cdot La \cdot p \cdot \left(1 - \frac{4 \cdot r_{moy}^2}{p^2 \cdot La^2} \sin^2\left(\frac{p \cdot La}{2 \cdot r_{moy}}\right)\right) \quad (\text{III. 47})$$

où nb est le nombre de conducteurs vus par un pôle.

Modèle 2:

Cependant, le champ magnétique calculé du rotor n'étant pas parfaitement sinusoïdal (Fig. III. 16), un second modèle est développé en décomposant le champ en séries de Fourier.

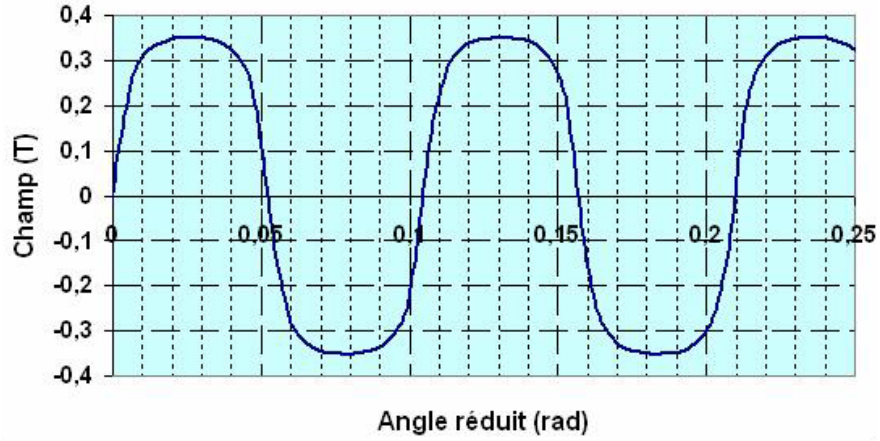


Fig. III. 16. Evolution du champ magnétique en fonction de l'angle réduit à une distance de 100 μm
 En prenant l'axe d'un aimant comme axe de référence, la décomposition en séries de Fourier de l'induction dans l'entrefer est donnée par :

$$B_{aim}(\theta) = \sum_{n=0}^{\infty} K(n) \cdot \cos[(2.n+1).p.\theta] \quad (\text{III. 48})$$

$$K(n) = \frac{8.B_e.x}{\pi.p.(2.n+1)^2} \cdot (-1)^n \cdot \sin\left[\frac{2.n+1}{2} \cdot \frac{p}{x}\right] \cdot \sin\left[\frac{2.n+1}{2} \cdot \left(\pi.\beta + \frac{p}{x}\right)\right] \quad (\text{III. 49})$$

Où β est l'ouverture angulaire polaire relative et $x.B_e$ la pente à l'origine (Fig. III. 17)

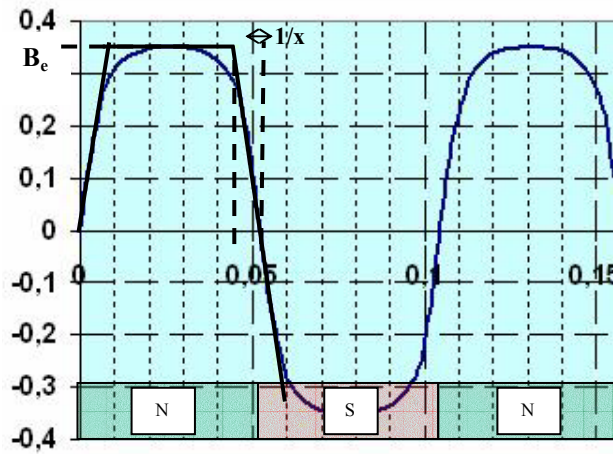


Fig. III. 17. Approximation du champ à une distance de 100 μm

Dans notre cas, on peut approximer la courbe d'induction par B_{aim} avec les valeurs suivantes: $x = 120$, $B_e = 0,37 \text{ T}$ et $\beta = 1$.

L'avantage d'une approche sous forme d'un développement de Fourier est de pouvoir prendre en compte l'influence des harmoniques.

La seconde formule s'écrit :

$$P_{moy} = n_c \cdot \Omega^2 \cdot \sigma.c.R_{moy} \cdot L \cdot \left(R_{moy}^2 + \frac{L^2}{4}\right) \cdot \sum_{n=0}^k K(n)^2 \cdot \left[ouv - \frac{\sin[(2.n+1).p.ouv]}{(2.n+1).p}\right] \quad (\text{III. 50})$$

Le principal inconvénient de cette formule est le nombre d'harmoniques à choisir judicieusement pour avoir une bonne approximation du champ sans trop alourdir le temps de calcul de l'optimisation. De plus, les coefficients α , β et B_e doivent être réajustés pour chaque entrefer à la forme du champ magnétique, ce qui n'est pas compatible avec une méthode automatique de dimensionnement. Pour ces raisons, ce modèle ne sera pas implanté dans le logiciel d'optimisation.

Bilan :

Au final, nous avons deux modèles qui permettent de mettre les pertes sous la forme :

$$P_{Fouc} = \gamma_{Fouc} \cdot \Omega^2 \quad \text{(III. 51)}$$

III.2.4.2.2 Validation expérimentale avec un démonstrateur

Afin de vérifier ces modèles analytiques des courants de Foucault, des essais de ralentissement ont été réalisés sur un rotor composé d'aimants permanents en vis-à-vis de conducteurs en cuivre de plusieurs largeurs (Fig. III. 18).

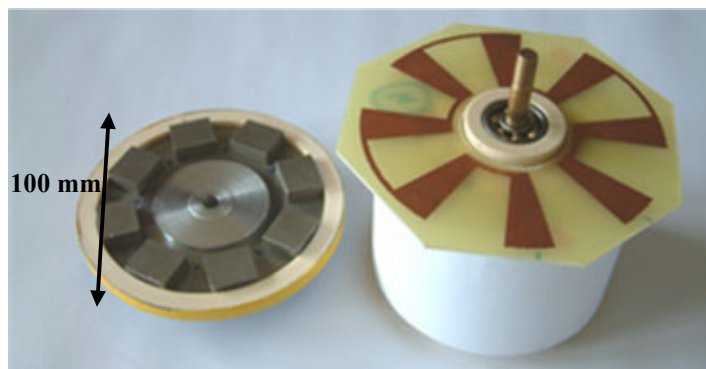


Fig. III. 18. Démonstrateur pour les essais de ralentissement

Ce rotor (Fig. III. 19) est constitué de 8 aimants SmCo5 en forme de parallélogrammes (4 paires de pôles). Leurs dimensions sont de 13 mm x 15 mm x 5,5 mm et leur aimantation à saturation est de 0,95 T. Pour les besoins de l'exploitation des résultats, on calcule son moment d'inertie à partir de la masse volumique et des dimensions de chacun des éléments constituant le rotor : $J = 2.10^{-4} \text{ kg.m}^2$.

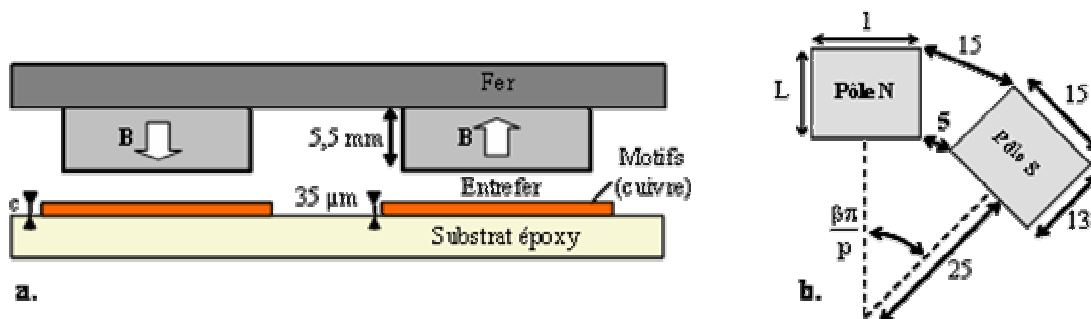


Fig. III. 19. Configuration du démonstrateur
 a. Vue en coupe du dispositif
 b. Vue de dessus des pôles du rotor

Relever la courbe de décélération du rotor permet de caractériser les pertes mécaniques. En effet, le ralentissement du rotor est dû aux différents couples de frottements :

- frottements secs : $C_{\text{sec}} = \alpha$
- frottements visqueux (III.45): $C_{\text{aéro}} = \beta \cdot \Omega$
- courants de Foucault dans les conducteurs (III.51): $C_{\text{Fouc}} = \gamma \cdot \Omega$

Le couple résistant s'écrit :

$$C_f = \alpha + (\beta + \gamma) \cdot \Omega \quad \text{(III. 52)}$$

L'équation de la dynamique appliquée au rotor lors du ralentissement nous donne :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + C_f = 0 \quad \text{(III. 53)}$$

où J est le moment d'inertie du rotor.

En intégrant, on obtient la variation de la vitesse en fonction des coefficients de ralentissement :

$$\Omega(t) = \left(\Omega(0) + \frac{\alpha}{\beta + \gamma} \right) \cdot e^{-\frac{\beta + \gamma}{J} \cdot t} - \frac{\alpha}{\beta + \gamma} \quad \text{(III. 54)}$$

Les courbes expérimentales de ralentissement sont de la forme :

$$\Omega_{\text{exp}}(t) = a \cdot e^{-t/\tau} + b \quad \text{(III. 55)}$$

Les coefficients de pertes sont déterminés par identification dans (III.54) et (III.55):

$$\beta + \gamma = \frac{J}{\tau} \quad \text{(III. 56)}$$

$$\alpha = -b \cdot \frac{J}{\tau} \quad \text{(III. 57)}$$

Pour pouvoir déterminer séparément les pertes aérodynamiques des pertes par courant de Foucault, on effectue une mesure préliminaire sans conducteurs (substrat nu). On a alors $\gamma = 0$, et $\beta = J/\tau$. Ensuite, on considère ce β fixe pour les tests avec conducteurs à entrefer constant.

A topologie identique (forme des conducteurs donnée), différents stators ont été conçus en faisant varier l'épaisseur de la couche de cuivre ainsi que la largeur des conducteurs.

Cependant, l'allure de l'induction dans les conducteurs est supposée, ici, trapézoïdale (Fig. III. 20).

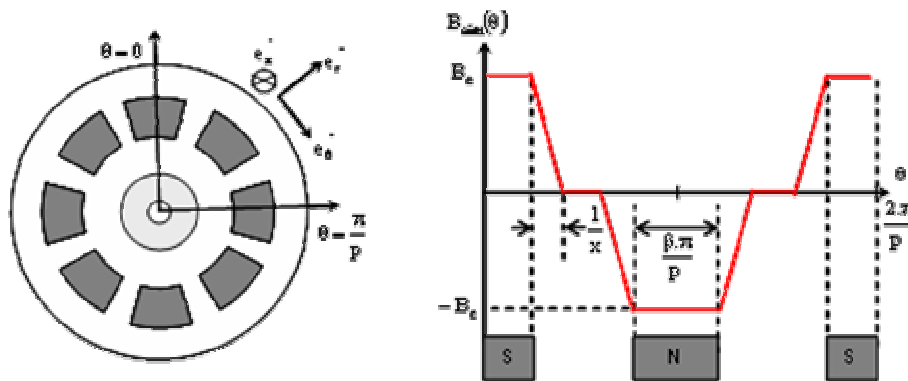


Fig. III. 20. Allure de l'induction pour le démonstrateur

En cartographiant cette induction selon les deux directions de l'aimant (largeur et longueur), on peut mieux déterminer et connaître l'allure du champ.

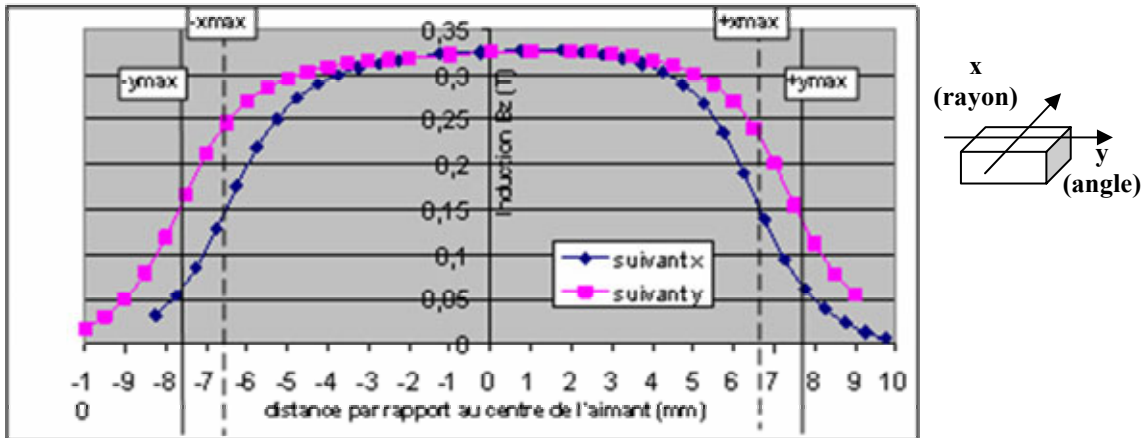


Fig. III. 21. Représentation de l'induction créée par un pôle positif à une hauteur de 1 mm

Pour les essais, plusieurs formes de bobinages ont été envisagées et réalisées sur circuit imprimé (Fig. III. 22):

- les premiers bobinages conçus possèdent un seul conducteur par pôle et présentent une épaisseur de cuivre de $35\mu\text{m}$,
- les seconds possèdent 2 ou 3 conducteurs par pôle. Ces conducteurs sont soit régulièrement répartis sur toute la périphérie du rotor soit directement contigus,
- enfin les derniers possèdent une épaisseur de cuivre de $105\mu\text{m}$ et reprennent les configurations précédentes.



Fig. III. 22. Exemples de bobinages

Les résultats expérimentaux obtenus pour le coefficient de pertes par courants de Foucault sont comparés aux résultats analytiques obtenus par les deux formules avec les conditions de calcul suivantes : $L = 13 \text{ mm}$, $R_{\text{moy}} = 35 \text{ mm}$, $B = 0,28 \text{ T}$, $p = 4$ pour (III.47 et III. 50) et $\beta = 0,6$ et $k = 100$ pour (III. 50).

Circuit	Largeur conducteur (mm)	Valeur analytique III.47. (10^{-6})	Valeur analytique III. 50. (10^{-6})	Mesure expérimentale (10^{-6})
Simple (35 μm)	25	127,3	106,7	117,3
	20	73,3	73,2	69,5
	15	33,9	39,6	39,1
	10	10,8	16,6	16,7
	7.5	4,6	9,2	9,45
	5	1,4	3,96	3,7
Multiple (35 μm)	2 * 7.5	18,6	18,3	20,15
	3 * 5	12,6	11,9	13
Divers (105 μm)	15	101,8	118,7	126
	2 * 9.4	107,8	89,8	95,5
	2 * 7.5	55,7	55,1	57
	3 * 5	37,8	35,6	33

Tab. III. 3. Résultats expérimentaux et analytiques du coefficient γ_{Fouc}

Ces résultats valident les équations analytiques. Le modèle (III.50) permet en effet de prédire les pertes par courants de Foucault avec une erreur maximale d'environ 10%, quelle que soit la configuration de bobinages envisagée (ouverture angulaire des conducteurs, épaisseur de cuivre, nombre de conducteurs par pôle). Le modèle (III.47) est moins précis pour les largeurs plus petites (100 à 200 % d'erreurs), mais reste un modèle simple pour l'optimisation et permet d'obtenir un ordre de grandeurs des pertes.

Ces erreurs sont imputables en grande partie aux approximations du modèle analytique mais également, dans une moindre mesure aux mesures expérimentales. Le modèle repose en effet sur un certain nombre d'hypothèses qui permettent de simplifier sa mise en œuvre mais qui en contre partie dégradent sa précision. L'hypothèse la plus forte consiste à supposer que les courants induits se referment à l'infini. Les conducteurs ne sont en réalité que deux fois plus longs que les aimants. La géométrie de l'aimant est elle aussi à l'origine des écarts constatés entre les résultats calculés et mesurés : en effet dans le modèle analytique les aimants sont supposés être des portions d'anneaux alors qu'ils sont rectangulaires sur le démonstrateur (Fig. III. 18). Il a donc fallu évaluer l'ouverture angulaire relative β de l'aimant modélisé (trait épais) à partir de sa géométrie réelle rectangulaire (grisé) comme illustré sur la Fig. III. 23.

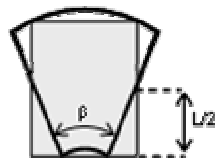


Fig. III. 23. Géométries de l'aimant réelle et modélisée

De plus, la valeur utilisée pour l'induction maximale créée par les aimants dans les calculs étant mesurée expérimentalement, et intervenant au carré dans l'équation [III.47], cela signifie donc qu'une erreur sur sa détermination entraîne une erreur double sur le coefficient de pertes par courants de

Foucault. Cette valeur est directement liée à l'épaisseur de l'entrefer, or nous ne disposons pas de dispositif particulier pour régler finement l'entrefer, qui était d'environ 1 mm +/- 100 µm.

Compte tenu de ces remarques, le modèle permet d'estimer de manière raisonnable les pertes par courants de Foucault tout en restant simple.

De plus, dans les conditions réelles de nos moteurs, le champ est assez sinusoïdal et constant sur tout le conducteur, ce qui devrait donner des résultats plus proches de la théorie que ceux obtenus avec le démonstrateur.

III.2.5 Modèle de masse du moteur

Les masses prises en compte pour le modèle sont :

- la masse du cuivre :

$$m_{Cu} = mv_{Cu} \cdot 2 \cdot nc \cdot \frac{\theta_{Cu}}{2} \cdot (r_{\max}^2 - r_{\min}^2) \cdot ep \quad \text{(III. 58)}$$

- la masse des aimants:

$$m_{rotor} = mv_{NdFeB} \cdot \pi \cdot (r_{util\ ext}^2 - r_{util\ int}^2) \cdot epr \quad \text{(III. 59)}$$

- la masse du substrat:

$$m_{substrat} = mv_{subs} \cdot \pi \cdot (r_{\max}^2 - r_{\min}^2) \cdot epsubs \quad \text{(III. 60)}$$

La masse totale décrite par la suite dans les résultats est la somme de la masse des matériaux actifs (aimant et cuivre) constituant le moteur et du substrat. Elle ne tient pas compte des éléments constituant la structure du moteur comme l'armature en titane du rotor, les roulements ou la coque de rigidification des stators.

III.2.6 Bilan du modèle pour l'optimisation

Le modèle comporte une vingtaine de paramètres d'entrée et une quarantaine de paramètres de sortie, certains étant plus importants que d'autres.

Parmi les paramètres d'entrée, quatre sont des constantes (l'aimantation J de l'aimant, la masse volumique du cuivre mv_{Cu} , la masse volumique de l'aimant mv_{NdFeB} et la masse volumique du substrat mv_{subs}), trois sont des valeurs fixées par l'étude aérodynamique et l'hélice (la puissance à fournir $P_{méca}$, la vitesse de rotation de l'hélice N et le rayon maximum r_{\max} à ne pas dépasser pour le moteur) et les autres sont des paramètres géométriques contraints entre certaines valeurs liées à la fabrication.

Parmi les paramètres de sortie, l'optimisation se porte sur le rendement du moteur et sur la masse totale des matériaux utilisés. D'autres paramètres sont intéressants mais ne seront pas l'objet de l'optimisation: l'intensité I traversant les conducteurs, la fréquence d'alimentation f de ces courants et la tension V aux bornes d'une phase.

Les principaux paramètres du modèle sont représentés sur la Fig. III. 24.

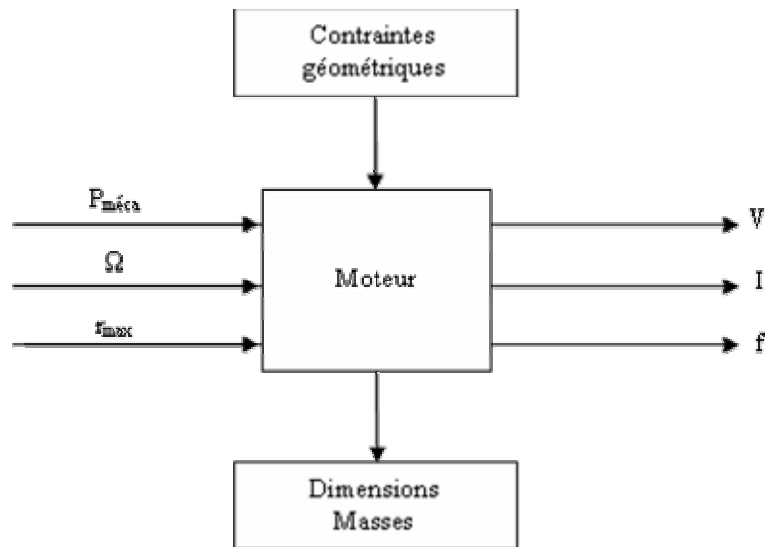


Fig. III. 24. Entrées / Sorties principales du modèle

Le modèle complet est implanté dans Mathcad pour pouvoir comparer les résultats obtenus après optimisation.

III.3 OPTIMISATION ET DIMENSIONNEMENT

III.3.1 Optimisation du modèle

Comme décrit précédemment, le modèle du moteur dépend d'un grand nombre de paramètres (électriques, géométriques, magnétiques). La plupart d'entre eux sont interconnectés, ce qui complique énormément un dimensionnement "à la main". De plus, le nombre de configurations à tester implique d'avoir des modèles rapides et flexibles pour, d'une part, limiter le temps de calcul et, d'autre part, pouvoir changer les contraintes assez facilement. Au final, cette modélisation a été associée à une suite logicielle (CDI Optimizer [CDI05] et Pro@Design [PRO97]) qui permet un dimensionnement pour des problèmes multi-physiques non-linéaires et fortement contraints à partir d'une méthode d'optimisation aux dérivées partielles.

III.3.1.1 Présentation des outils logiciels

Développé à la base par l'équipe Conception et Dimensionnements Intégrés du laboratoire, le logiciel Pro@Design [WUR96, ATI03] m'a permis de compiler mon modèle composé d'équations analytiques en un fichier-objet COB. Cet objet de calcul (le COB) est intégré ensuite à CDI_Optimizer avec un cahier des charges pour avoir une solution optimisée de notre modèle. Enfin, il est possible d'utiliser un solveur de modèle qui permet de calculer les valeurs des paramètres de sortie ainsi que celles des dérivées pour des paramètres d'entrée fixés. Cet outil est très utile en phase de mise au point du modèle, ainsi que pour comprendre les éventuelles difficultés de convergence rencontrées et pour les corriger par la suite.

L'utilisation conjointe de pro@Design (logiciel commercialisé) et CDI_Optimizer (outil recherche) m'a permis de disposer d'une solution logicielle robuste tout en ayant la possibilité de l'adapter à mes besoins grâce à une étroite collaboration avec l'équipe CDI.

III.3.1.2 Exemple d'optimisation

III.3.1.2.1 Compilation du modèle

Le modèle précédemment défini est rentré dans Pro@Design_Generate et enregistré en fichier *.AM. Pour la compilation et la génération du fichier *.COB, des fonctions externes de calcul du champ magnétique créés par l'équipe CDI sont incorporées dans le modèle. Le calcul analytique du champ magnétique utilisant des intégrales doubles, fonctions non disponibles dans le logiciel d'optimisation, une méthode d'intégration numérique a donc été utilisée et implantée dans l'optimisation.

III.3.1.2.2 Définition du cahier des charges

Trois types de données sont à rentrer : celles concernant l'optimisation (nombre d'itérations, précision), celles concernant les entrées (puissance, vitesse, contraintes technologiques ou de fabrication sur certains paramètres) et celles concernant les sorties (contraintes, masse à minimiser ou rendement à maximiser).

Dans le modèle analytique, tous les paramètres définis en fonction d'autres paramètres sont des paramètres de sortie, et les paramètres non définis sont des paramètres d'entrée.

Le cahier des charges suivant est un exemple des données à rentrer pour le dimensionnement d'un moteur tournant à 2000 tr/min et fournissant 28 W.

Optimizer	Entrées	Sorties
Precision = 0.001 Max Iteration = 100	J = 1.0 T Rhél = 25,6 mm 0,5 mm < arcext < 2 mm 0,5 mm < arcint < 2 mm 1 mm < d < 50 mm 30 µm < en < 100µm 35 µm < ep < 200 µm 50 µm < epr < 2 000 µm 50 µm < eps < 500 µm 50 µm < epsubs < 150 µm N = 2000 m = 500 g nb_points = 300 nb_phas = 3 nb_cond = 1 10 < p < 600 Pméca = 28 50 µm < tol < 500 µm 0,5 mm < viasext < 2 mm 0,5 mm < viasint < 2 mm	0,0001 < ctr1 < 10 0,0001 < ctr2 < 10 100 µm < la_vint < 1 cm 0,0001 mm < r_min < 50 mm maximise rendement entre 0 et 100 % pour 20 points entre 1 g < m_tot < 40 g

Tab. III. 4. Exemple de cahier des charges

III.3.1.2.3 Processus d'optimisation et problèmes de convergence rencontrés

De façon générale, le processus est le suivant pour obtenir un point de la courbe de Pareto : on fixe la masse, on rentre un cahier des charges comme point initial, et on lance l'optimisation avec comme objectif la maximisation du rendement. Ensuite, on réitère pour différentes masses pour tracer la courbe totale.

En fonction des différents problèmes de convergence rencontrés tout au long de l'étude, plusieurs solutions ont été apportées par l'équipe CDI pour limiter le temps de calcul et améliorer la convergence [DTI04] :

- la méthode d'intégration numérique initiale à pas fixe a été remplacée par une méthode d'intégration à pas adaptatif (méthode de Simpson),
- le résultat du dimensionnement obtenu pour une masse fixée m_0 est réutilisé comme point de départ dans l'optimisation pour la masse $m_0 + m_1$,
- un module a été créé permettant une réitération automatique de l'optimisation en fonction d'un certain nombre de points, ce qui permet le tracé de la courbe de Pareto,
- enfin, certaines contraintes sont relâchées pour favoriser la convergence.

Toutes ces améliorations ont permis d'aboutir à une méthode de dimensionnement très rapide et modelable aisément selon les changements à faire dans les différents modèles.

Sans contraintes géométriques, la configuration du moteur à stators double-couche triphasée a été étudiée avec et sans pertes par courant de Foucault, et pour des vitesses de rotation différentes (Fig. III. 25).

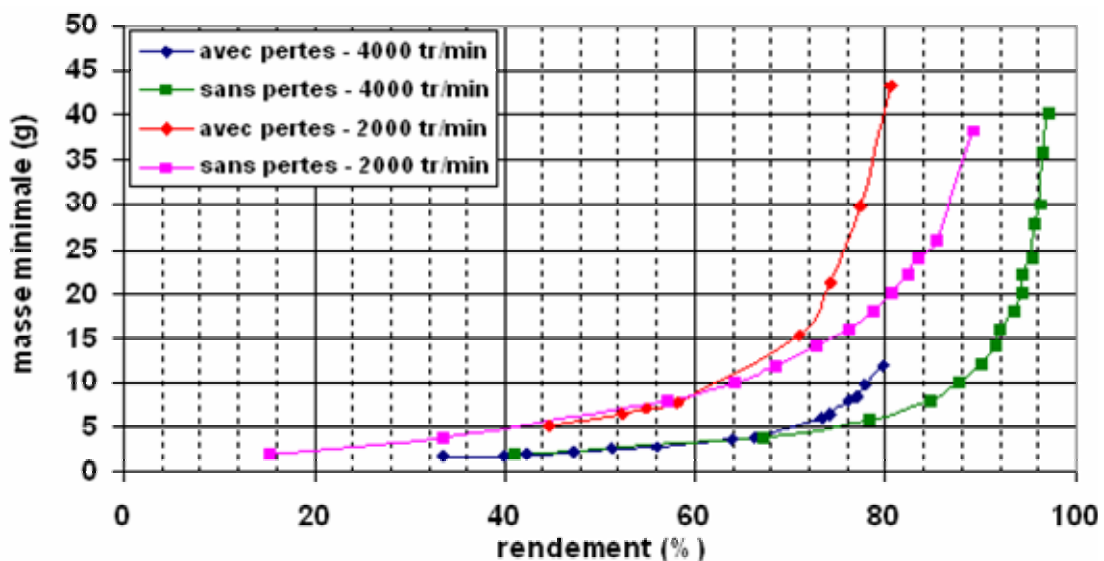


Fig. III. 25. Courbes de Pareto obtenues pour des vitesses de rotation différentes avec et sans pertes par courant de Foucault

A rendement égal (80 %), la masse du moteur est multipliée par deux en tenant compte des pertes par courant de Foucault, quelque soit la vitesse de rotation. Et elle est divisée par trois en passant de 2000 tr/min à 4000 tr/min, avec ou sans pertes.

A masse égale (10 g), le rendement n'évolue guère avec ou sans pertes à 2000 tr/min (- 2 %), mais la différence est plus grande à 4000 tr/min (- 10 %). Ceci est dû au fait que les pertes sont proportionnelles au carré de la vitesse.

Cet exemple permet de mettre en évidence la difficulté de choisir le bon point de fonctionnement du moteur et par conséquent ses dimensions. En effet, choisir une configuration avec un bon rendement (> 80 %) est rapidement pénalisée par sa prise de poids (2 g à 5 g pris pour un pourcent de gagner sur le rendement), mais, nous le verrons par la suite, possède l'avantage d'avoir moins de problèmes thermiques.

Au final, le choix est orienté dans un premier temps par les contraintes de fabrication qui vont réduire les possibilités et les performances.

III.3.2 Dimensionnement des prototypes

Deux prototypes ont été dimensionnés, utilisant deux techniques de fabrication différentes. Leur diamètre respectif est de 50 mm et 70 mm. En théorie, un diamètre de 100 mm aurait pu être choisi pour les deux prototypes, mais nous avons décidé de présenter ici les plus petits moteurs qu'il était possible de fabriquer avec ces techniques, en respectant le plus possible le cahier des charges en terme de puissance, vitesse de rotation et masse.

Concernant ce cahier des charges, la puissance mécanique fixée à fournir est 28 W. En prévision de la conception et la réalisation d'une hélice rapide, nous avons décidé de dimensionner nos moteurs à 4000 tr/min pour le moteur Φ 50 mm et 3000 tr/min pour le moteur Φ 70 mm.

Enfin, l'entrefer a été fixé à 50 μ m dans les deux cas. En effet, nous envisagions à la base de monter les moteurs sur coussins d'air pour limiter les frottements et aussi bénéficier de la souplesse des stators et de l'absence de fer pour tenir cet entrefer. Mais la collaboration avec des équipes spécialisées dans ces domaines n'ayant pu aboutir, nous avons dû abandonner cette idée et concevoir un montage mécanique avec axe et roulements, ce qui a pénalisé par la suite nos objectifs.

III.3.2.1 Contraintes géométriques

III.3.2.1.1 Sur le stator

Les contraintes vont dépendre du mode de fabrication. Deux entreprises ont été sollicitées pour réaliser des stators planaires.

La société Teleph, basée à Meylan, est spécialisée dans l'étude, la conception et la fabrication de circuits imprimés (simple face à multicouche) sur une gamme très grande de substrats (FR4, polyimide, kapton-coverlay, BT epoxy, CEM 1, céramique téflon,...).

Le stator sera créé sur un substrat en kapton double face, par des méthodes habituelles du circuit imprimé (masques puis gravure du cuivre). Ce matériau est un très bon isolant électrique, ne fond ni ne brûle, est très souple et possède une bonne tenue mécanique. Il convient parfaitement à notre application. Concernant les contraintes de fabrication, un minimum de 100 μm d'interspire et de largeur de conducteurs a été demandé pour une épaisseur de cuivre de 35 μm . De plus, des trous métalliques de 200 μm étant nécessaires pour les vias, cela laisse un peu plus de 200 μm pour l'ensemble interspire + conducteur au niveau du rayon intérieur. La longueur minimum des vias internes et externes est fixée à 0,5 mm, ainsi que la largeur de la zone entre la partie utile et les vias. Si on veut augmenter l'épaisseur (70 ou 105 μm car technologie circuit imprimé), il faudra augmenter la marge. De plus, l'épaisseur nécessaire d'isolant sera de 50 μm entre les deux couches.

La société Parvex, basée à Dijon, est spécialisée dans la fabrication de servosystèmes (servomoteur brushless et CC, servovariateur, commande numérique, ...), et notamment dans la fabrication des moteurs de type AXEM (Fig. III. 26) dont les conducteurs rotoriques ont inspiré le bobinage de nos différents stators. Plutôt adepte des grands diamètres (> 10 cm), leurs méthodes de fabrication utilisent des méthodes d'emboutissage pour réaliser leurs rotors AXEM, ce qui limitent les largeurs minimales d'interspires et de conducteurs par rapport à une méthode de gravure.



Fig. III. 26. Bobinage du rotor AXEM

A la base, une fine plaque de cuivre est emboutie à intervalle régulier par un même motif. Ensuite, une feuille d'isolant est insérée entre deux plaques qui sont ensuite soudées au niveau des périphéries intérieure et extérieure par une méthode développée par Parvex.

Concernant leurs contraintes, la largeur minimum est de 250 μm avec une épaisseur de cuivre de 100 μm et une épaisseur d'isolant de 100 μm entre les deux couches. La longueur minimale des vias internes et externes est fixée à 1 mm, de même que la largeur de la zone entre la partie utile et les vias.

III.3.2.1.2 Sur le rotor

Le rotor est un assemblage d'allumettes d'aimants découpés par électroérosion à fil. La précision sur la largeur de découpe est de quelques micromètres.

Pour l'aimantation, ils sont insérés dans des portes échantillons de 10 mm de haut (longueur fixée des aimants) et leur permettant une libre rotation autour de leur axe lorsqu'ils sont plongés dans le champ d'aimantation.

III.3.2.2 Dimensionnement du moteur ϕ 50 mm

Un stator de 50 mm de diamètre fabriqué par Teleph a été dimensionné pour un fonctionnement du moteur à 4000 tr/min. Les résultats de l'optimisation sont présentés dans le Tab. III. 5.

Entrées	Sorties
J = 1.0 T	$r_{\min} = 13$ mm
arcext = 0,5 mm	$r_{\max} = 25$ mm
arcint = 0,5 mm	$r_{\text{util_int}} = 14$ mm
d = 10 mm	$r_{\text{util_ext}} = 24$ mm
en = 50 μ m	L _{pr} = 700 μ m
ep = 70 μ m	la _{min} = 280 μ m
epr = 700 μ m	epsoblic = 150 μ m
eps = 177 μ m	N = 4000 tr/min
epsubs = 50 μ m	P _{méca} = 28 W
m = 500 g	E = 2,05 V
nb_points = 300	R = 0,91 Ω
p = 60	I = 2,7 A
nb_phas = 3	V = 4,5 V
nb_cond = 1	P _j = 19 W
viasext = 0,5 mm	P _{aero} = 0,04 W
viasint = 0,5 mm	P _{Fouc} = 2,3 W
	$\eta = 39$ %
	m _{rotor} = 6,9 g
	m _{stator} = 1,1 g
	m _{totale} = 8 g

Tab. III. 5. Résultat du dimensionnement pour le moteur ϕ 50 mm

A partir des dimensions géométriques, deux masques (Fig. III. 27) ont été créés sous Matlab pour être directement utilisé par la société Teleph. Sur chacun d'eux, une partie supplémentaire a été incorporée, correspondant à la connectique nécessaire à l'alimentation des différentes phases, mais qui a été négligée dans la modélisation de la masse et de la résistance du stator. De plus, les trous métalliques qui n'ont pas été pris en compte dans le modèle, ont eux aussi été incorporés sur les masques.

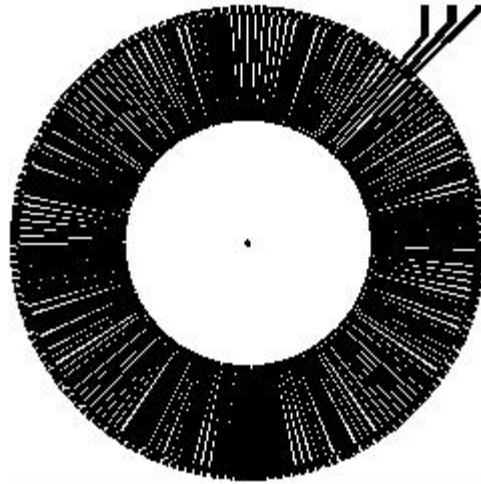


Fig. III. 27. Masque couche inférieure pour le stator ϕ 50 mm

III.3.2.3 Dimensionnement du moteur ϕ 70 mm

De même, un stator de diamètre 70 mm à faire fabriquer par Parvex a été dimensionné pour fonctionner à 3000 tr/min.

Entrées	Sorties
J = 1.0 T	$r_{\min} = 20,78$ mm
arcext = 1 mm	$r_{\max} = 35$ mm
arcint = 1,22 mm	$r_{\text{util_int}} = 23$ mm
d = 10 mm	$r_{\text{util_ext}} = 33$ mm
en = 50 μ m	L _{pr} = 1 mm
ep = 100 μ m	la _{min} = 280 μ m
epr = 1,17 mm	epsoblic = 300 μ m
eps = 310 μ m	N = 3000 tr/min
epsubs = 100 μ m	P _{méca} = 28 W
m = 500 g	E = 2,7 V
nb_points = 300	R = 0,91 Ω
p = 72	I = 2,1 A
nb_phas = 3	V = 4,7 V
nb_cond = 1	P _j = 12 W
viasext = 1 mm	P _{aero} = 0,085 W
viasint = 1 mm	P _{Fouc} = 3 W
	$\eta = 47$ %
	m _{rotor} = 16 g
	m _{stator} = 2,18 g
	m _{totale} = 18,4 g

Tab. III. 6. Résultat du dimensionnement pour le moteur ϕ 70 mm

Pour ces stators, la société Parvex a elle-même construit les plans et masques en fonction de ce que leurs machines pouvaient fabriquer. Après plusieurs tests d'emboutissages et de soudures pour les vias internes et externes, ils ont réussi à fabriquer les stators ayant la géométrie la plus proche possible de celle dimensionnée.

III.4 CONCLUSION

Connaissant les puissances mécaniques nécessaires à la sustentation de 500 g ainsi que les vitesses de rotation correspondantes pour une hélice donnée, différentes conceptions de moteur ont été

modélisées, puis dimensionnées grâce aux logiciels Pro@Design et CDI_Optimizer. Les courbes de Pareto ont permis une exploitation et une comparaison rapide des différentes structures.

Les moteurs diphasés en configuration stator-sandwich sont aussi performants que la configuration triphasée pour un même cahier des charges. Cependant, ils sont désavantagés par la présence de courants induits dans le rotor du fait d'un champ pulsant.

Concernant les moteurs synchrones triphasés, leur contrôle est beaucoup plus développé, et l'aéromodélisme a su exploiter les capacités de ce type de moteurs, et propose désormais un grand nombre de contrôleurs et variateurs. Le choix du prototype s'est donc orienté vers la construction d'un moteur synchrone à stators triphasés double couche utilisant la même conception de bobinage que celui du micromoteur, mais avec des technologies de fabrication différentes et plus contraignantes en terme de dimensions.

Pour la construction du prototype, deux stators ont été dimensionnés et fabriqués en utilisant deux technologies différentes. L'un mesure 50 mm de diamètre et est dimensionné pour fonctionner à 4000 tr/min, l'autre mesure 70 mm de diamètre et est dimensionné pour fonctionner à 3000 tr/min. Dans les deux cas, la puissance mécanique attendue est de 28 W, avec des rendements de 39 % pour le plus petit et 47 % pour le plus grand.

Les contraintes de fabrication sur la géométrie du stator sont les principales causes des faibles rendements obtenus.

Pméca (W)	Φ (mm)	N (tr/min)	η (%)	m (g)
28	50	4000	39	8
28	70	3000	47	18

Fig. III. 28. Bilan du dimensionnement

CHAPITRE IV

REALISATION ET CARACTERISATION DE DEUX PROTOTYPES

Résumé :

Deux prototypes de moteurs planaires ont été fabriqués en fonction des résultats obtenus lors du dimensionnement. Si les stators sont réalisés avec des techniques différentes (circuit imprimé double-face sur Kapton souple, clinquant cuivre embouti et soudé), les rotors sont quant à eux conçus de façon identique. Les pôles sont découpés par électroérosion à fil dans un bloc de néodyme-fer-bore, puis aimantés, et enfin assemblés dans une armature en titane.

Les premiers tests ont mis en évidence que l'entrefer minimum que l'on peut atteindre en prototypage reste d'environ 300 μm à 500 μm . De ce fait, les résultats expérimentaux seront bien en-deçà des estimations du dimensionnement effectué à 50 μm . Néanmoins, il est possible de les comparer à la théorie calculée pour un entrefer correspondant (500 μm pour la suite des résultats).

L'étude de la décélération des rotors sans conducteur en vis-à-vis permet de déterminer le couple des frottements aérodynamiques en fonction de l'entrefer, indépendamment des courants de Foucault. Par rapport à la théorie, les résultats font apparaître un couple visqueux supplémentaire vraisemblablement dû à la friction dans les roulements. La mesure des pertes par courants de Foucault est proche du calcul théorique (en considérant les erreurs de mesure dues à l'entrefer) et conforte notre modèle simple et rapide pour en obtenir un ordre de grandeur. A 4000 tr/min, pour le moteur ϕ 50 mm, on obtient 80 mW de pertes par courant de Foucault et 30 mW de pertes par frottements visqueux.

L'étude à vide et en charge du moteur au moyen d'une commande par autopilotage permet d'estimer le rendement attendu du moteur en fonction de sa puissance utile et de sa vitesse de rotation. Les résultats obtenus sont en accord avec la théorie et permettent de valider ce modèle. De plus, il est important de signaler que le moteur est tout aussi performant à 500 μm d'entrefer qu'à 50 μm , la seule différence est son point de fonctionnement. En jouant sur l'entrefer, on peut adapter le moteur à des charges différentes tout en gardant un rendement raisonnable (45 % pour notre étude).

A la lumière des difficultés rencontrées lors des tests expérimentaux (entrefer plus grand, résistance des fils d'alimentation, échauffement, et masse de l'armature), on a pu redimensionner un moteur performant pour un point de fonctionnement emprunté aux moteurs LRK (31 W, 7700 tr/min, 74 % de rendement pour 57 g). En effet, nous avons conçu un moteur ϕ 70 mm possédant 85 % de rendement pour un entrefer de 500 μm . La principale amélioration apportée à ce moteur est la multiplication du nombre de conducteurs par phase et par pôle qui permet de diminuer considérablement les courants de Foucault et ainsi espérer obtenir des performances meilleures que les LRK actuels.

CHAPITRE IV
REALISATION ET CARACTERISATION
DE DEUX PROTOTYPES

IV.1 REALISATION DE DEUX PROTOTYPES

L'optimisation a permis de dimensionner deux prototypes répondant au cahier des charges en terme de point de fonctionnement (28 W mécanique à fournir à 4000 tr/min)

Désignation	ϕ 50	ϕ 70
Diamètre (cm)	50	70
Masse utile (g)	8	18
Tension alim. par phase (V)	4,5	4,7
Courant alim. par phase (A)	2,7	2,1
Rendement (%)	39	47
p	60	72

Tab. IV. 1. Rappel des points de fonctionnement des prototypes

Cependant, ce dimensionnement s'est effectué avec plusieurs hypothèses devant être vérifiées et validées par différents tests. Après que les différentes pièces ont été réalisées, les moteurs sont assemblés et montés sur un banc de test afin de déterminer leurs caractéristiques électriques et mécaniques.

Les résultats obtenus doivent permettre de valider le modèle du moteur et le cahier des charges des paramètres d'entrée de l'optimisation.

IV.1.1 Réalisation des stators

IV.1.1.1 Le stator ϕ 50 mm

Le stator (Fig. IV. 1) se présente sous forme d'un carré de 50 mm x 50 mm. Sa fabrication est réalisée chez Téléph (Meylan) par lot de 3x3 sur un substrat en kapton double-couche de format 200 mm x 200 mm.

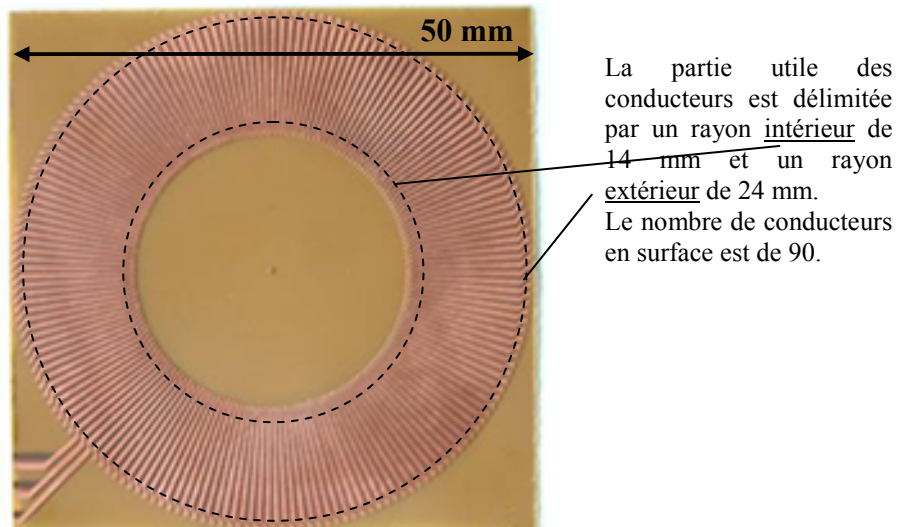


Fig. IV. 1 : Stator Kapton de diamètre 50 mm

La masse mesurée d'un stator est d'environ 1 g (0,97 g), au lieu de 1,14 g en théorie (1,096 g de cuivre + 0,044 g de substrat).

Les trous métalliques (vias entre les deux faces) ont un diamètre équivalent à la largeur des conducteurs au niveau du rayon minimum, soit $280\ \mu\text{m}$ (Fig. IV. 2).

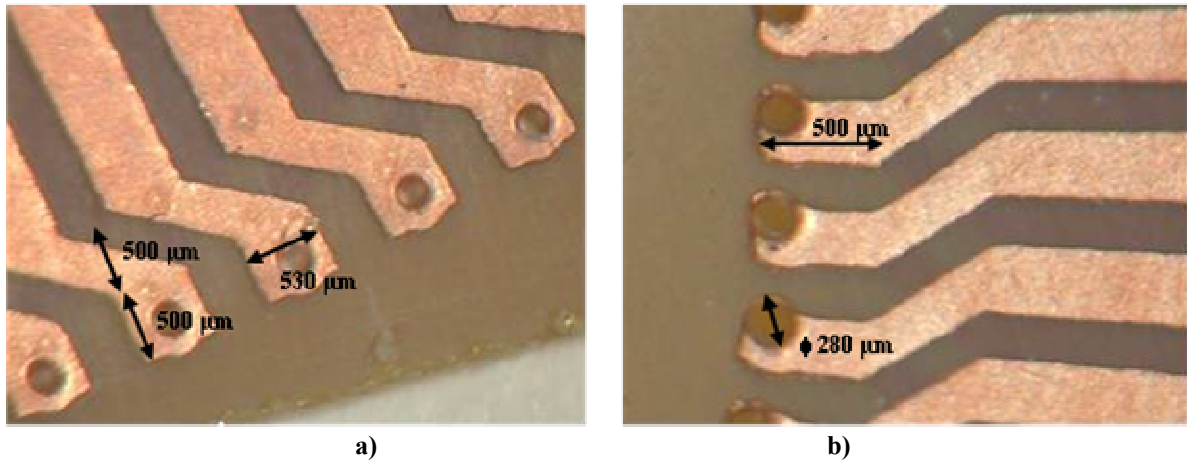


Fig. IV. 2. Trous métalliques de via entre les faces a) en périphérie, b) au centre

IV.1.1.2 Le stator $\phi 70\ \text{mm}$

Le stator (Fig. IV. 3) est circulaire, et évidé en son centre. Le substrat utilisé est un isolant électrique, dont la composition ne nous a pas été communiquée. Son épaisseur est de $100\ \mu\text{m}$ et sa masse de $0,43\ \text{g}$, alors que le calcul donnait $0,2\ \text{g}$. Cependant, la mesure prend en compte la colle nécessaire pour solidariser les conducteurs et le substrat, et qui n'était pas prise en compte pour le calcul.

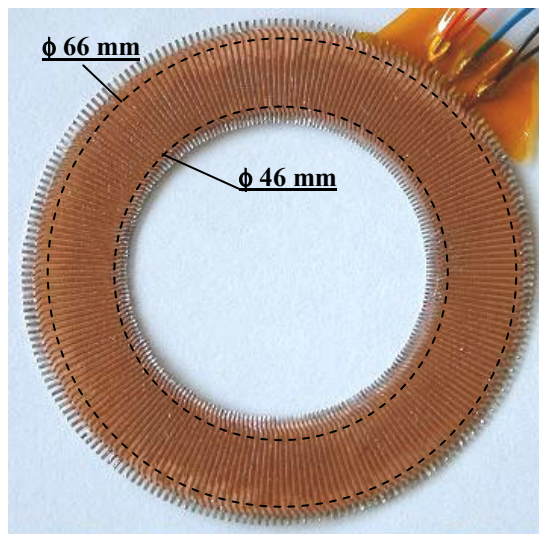


Fig. IV. 3 : stator Parvex évidé, de diamètre $70\ \text{mm}$

Le diamètre externe théorique est de $70\ \text{mm}$. Pour des raisons technologiques, les dimensions sont légèrement différentes de celles qui étaient prévues. En effet, les soudures des vias périphériques ont été difficiles à réaliser : certains conducteurs adjacents se retrouvaient soudés entre eux et des micro-billes d'étain se retrouvaient parfois sur les conducteurs.

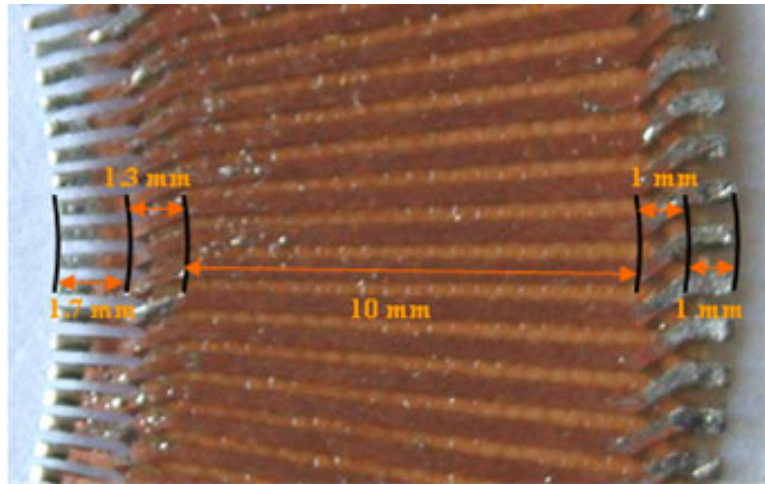


Fig. IV. 4. Difficultés à obtenir un résultat propre à cause de l'étain

Les géométries obtenues sont:

- diamètre minimum 40 mm,
- diamètre intérieur 43 mm,
- diamètre utile intérieur 46 mm,
- diamètre utile extérieur 66 mm,
- diamètre extérieur 68,
- diamètre maximum 70 mm,
- épaisseur 0,4 mm.

Comme précédemment, il est difficile d'obtenir ces grandeurs avec précisions (qq μm près). La masse de l'ensemble (stator + fils + soudure) est d'environ 4 g (4,09 g pour être précis). En décomposant la masse de chaque élément, nous obtenons 0,37 g pour deux fils et leurs soudures pour une phase, donc, au final, le stator seul pèse 2,98 g, ce qui correspond aux 3 g estimés par le calcul.

IV.1.1.3 Consolidation des stators

Les stators réalisés ont l'avantage d'être léger, mais leur souplesse (Fig. IV. 5) devient un inconvénient dans le cas d'un montage du rotor avec axe et roulements. Une rigidification des stators est nécessaire pour conserver un entrefer constant sur tout le rayon du moteur.

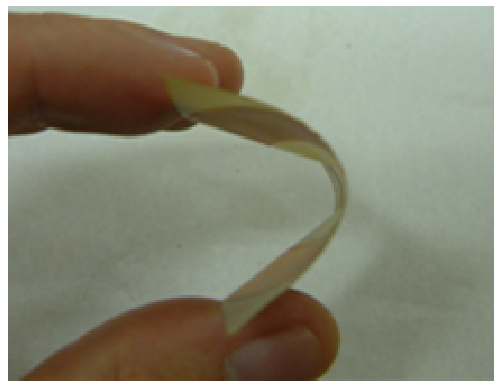


Fig. IV. 5. Souplesse du stator kapton ϕ 50 mm

D'une part, l'utilisation d'un tissu en fibres en carbone permet la planéité de celui-ci, et d'autre part, un logement en titane assure la perpendicularité entre l'axe du rotor et le stator (Fig. IV. 6), ainsi que le maintien des roulements à bille. Une coque en tissu carbone enfermant cette pièce assure l'habillage du moteur.

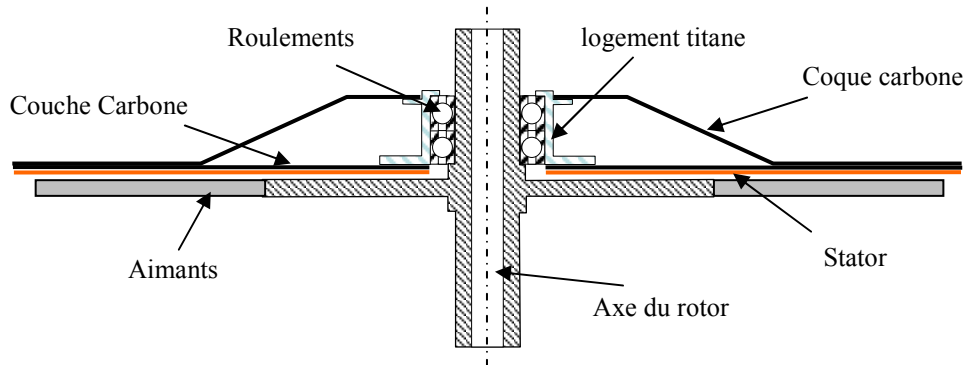


Fig. IV. 6. Disposition des différents éléments pour l'assemblage final (une seule face)

La mise en œuvre est complexe et après plusieurs essais personnels plus ou moins réussis (Fig. IV. 7), nous avons fait appel à la société Sicomin [SIC] pour nous aider à réaliser ces stators rigides.

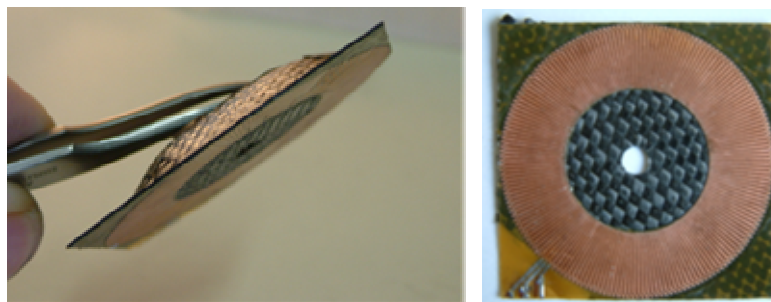


Fig. IV. 7. Premiers essais de stratification carbone des stators kapton

La réalisation s'effectue en plusieurs étapes :

- rigidification du stator :
 - deux couches de tissu carbone taffetas 0/90° "C95" (95gr/m²) sont collées sur le stator avec une résine époxy et un durcisseur "Surfclear" (dosage.2:1 - résist. UV) [SUR00]. Elles sont croisées à 45° pour obtenir une meilleure planéité et un meilleur équilibre radial (Fig. IV. 8).
 - un tissu d'arrachage "Peeltex" est appliqué sur le taffetas (Fig. IV. 8). C'est un tissu polyamide à trame peu serré qui se pose directement sur le dernier tissu de verre sur la fibre mouillée de résine. Son rôle est de drainer le surplus de résine au travers ses fibres. Sa seconde utilité est de créer en se décollant une surface rugueuse qui sera parfaite pour l'adhérence des collages,
 - l'ensemble est mécaniquement comprimé entre deux plaques parfaitement planes et enduites d'un démoulant liquide semi-permanent SI-066,
 - enfin, on chauffe le tout sur une plaque chauffante à 60 °C pendant 4 h (Fig. IV. 9);
- constitution d'une coque rigide en carbone:

- un moule en dural a été fabriqué pour la réalisation de la coque (Fig. IV. 10),
- on l'enduit de démoulant puis on applique le tissu d'arrachage et les deux tissus carbone taffetas croisés à 45°C, avec résine et durcisseur,
- on modifie la résine par addition de charge (Fig. IV. 11),
- on chauffe ensuite comme précédemment;
- centrage et perçage des deux pièces en carbone;
- insertion de la pièce en titane;
- réunification finale des deux pièces en carbone.

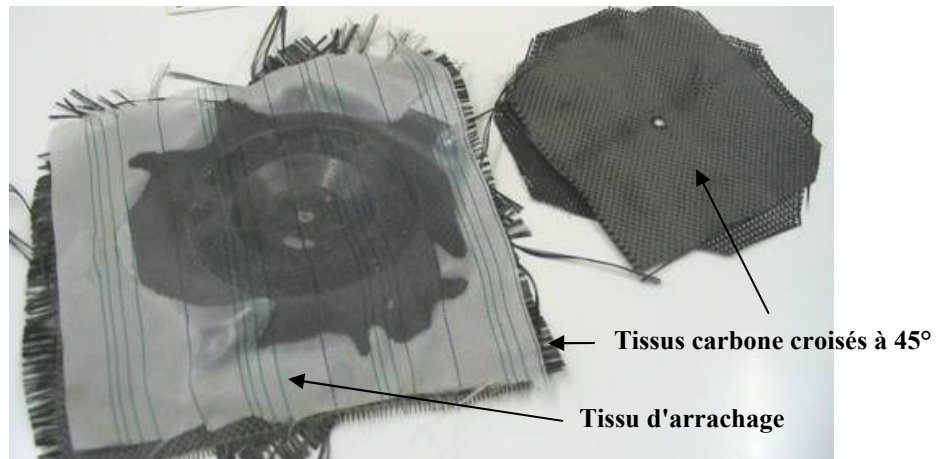


Fig. IV. 8. Couches de tissu carbone taffetas et tissu d'arrachage



Fig. IV. 9. Chauffage à 60°C



Fig. IV. 10. Moules en dural pour la coque



Fig. IV. 11. Résine chargée par addition de charge



Fig. IV. 12. Demi-coques avant assemblage final

La masse de l'ensemble est de 5 grammes par stator, soit 10 grammes au total. Les deux couches de tissu sans résine pèsent environ 0,25 g pour la rigidification du stator. Il faut ajouter le tissu utilisé pour la coque supérieure (0,30 g). Enfin on peut considérer 1,5 g de résine pour chaque demi-coque. Ceci est une estimation qui dépend de la surface de tissus utilisée.

IV.1.2 Réalisation des rotors

IV.1.2.1 Choix du matériau

Deux types de matériau sont disponibles pour cette application : les NdFeB (Neodyme-Fer-Bore) et les SmCo (Samarium-Cobalt).

Le premier possède une polarisation plus grande (1,2 T contre 1,0 T) et une densité plus faible (7,5 contre 8,5) que le second. Cependant, les aimants NdFeB classiques présentent l'inconvénient d'être oxydables. La surface oxydée n'étant plus aimantée et son épaisseur (quelques dizaines de μm) n'étant pas négligeable par rapport à la faible épaisseur dont nous avons besoin (de 0,5 mm à 1 mm), ces matériaux voient leurs performances se dégrader et perdent leur intérêt : la Fig. IV. 13 montre la baisse de la polarisation mesurée sur une tranche de NdFeB de 0,5 mm usinée par électroérosion, par rapport à celle mesurée sur l'échantillon massif avant amincissement. Les aimants au samarium-cobalt en revanche sont très résistants à l'oxydation et à la désaimantation, mais beaucoup plus fragile mécaniquement; de plus leur polarisation est limitée à environ 1 T.

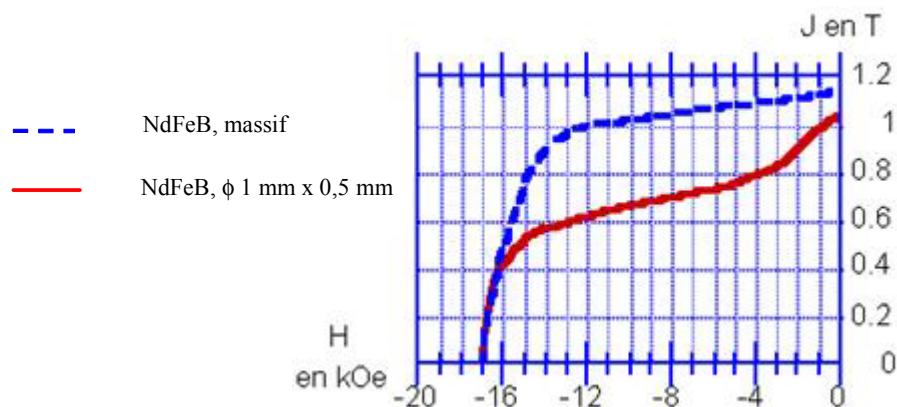


Fig. IV. 13. Courbe de désaimantation d'un bout de NdFeB avant et après amincissement

Cependant, ce problème d'oxydation peut-être résolu par un polissage mécanique doux de la surface qui permet d'enlever la couche surfacique détériorée lors de l'usinage de l'aimant.

La société Magnequench nous a gracieusement fourni un bloc d'aimant NdFeB d'une nouvelle nuance présentant une haute résistance à la corrosion, dans lequel nous avons fait découper nos rotors. Le matériau est un NdFeB 35HC1 de polarisation 1,23 T, qui nécessite 2400 kA/m de champ de saturation pour son aimantation (Fig. IV. 14). On estime que même après une perte de surface d'environ 20 μm la rémanence résiduelle sera supérieure à celle du SmCo dans les mêmes dimensions.

NB: il faudra s'assurer de ne pas dépasser les 100°C lors de l'utilisation du moteur à puissance maximale.

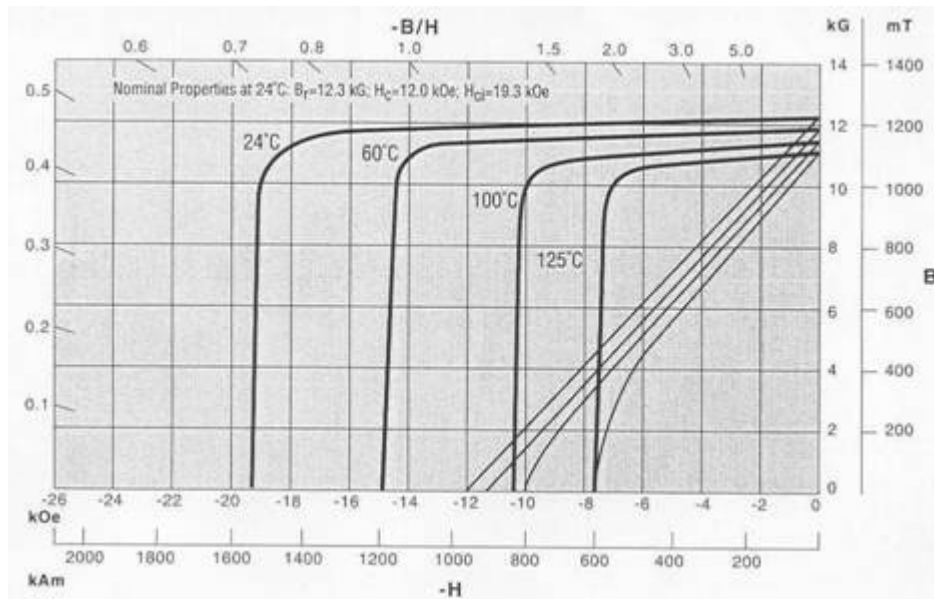


Fig. IV. 14. Courbes de désaimantation du NdFeB en fonction de la température

IV.1.2.2 Découpe des aimants

Compte tenu de la surface à aimanter et du nombre de paires de pôles, le rotor est réalisé par assemblage de secteurs élémentaires aimantés. L'aimantation multipolaire d'une tranche uniforme serait très difficile dans ces dimensions.

A partir de l'aimant massif, la société Micro-Mécanique Brun-Cosme à Sassenage a découpé par électroérosion à fil des fines tranches d'aimants (de 0,7 et 1 mm d'épaisseur). Puis, elle a découpé ces nouvelles tranches en forme de secteur (Fig. IV. 15) aux dimensions voulues (Tab. IV. 2).

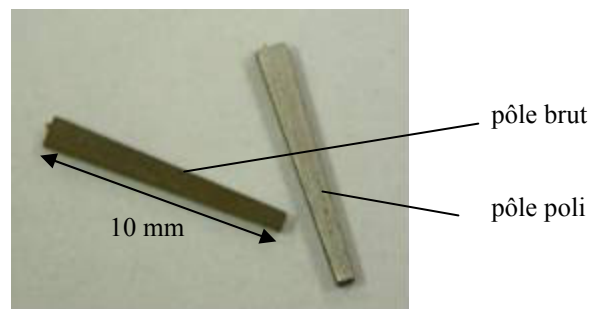


Fig. IV. 15 : Pôles brut et poli

Un découpage parallélépipédique a aussi été envisagé, mais les performances magnétiques du rotor auraient été moins importantes par rapport à la théorie car le signal aurait été moins sinusoïdal et le champ maximum moins important. Par contre, la masse du rotor aurait été considérablement réduite par rapport au calcul. En effet, le calcul considère que le rotor est constitué d'une rondelle pleine (épaisseur $\times \pi \times (r_{ext}^2 - r_{int}^2) = 0,835 \text{ cm}^3$), alors qu'on aurait eu 120 baguettes parallélépipédiques ($0,588 \text{ cm}^3$), soit 30 % de matière en moins dans le cas du rotor $\phi 50 \text{ mm}$. Donc 30% d'aimant en moins donc aussi moins de champ !!!

Diamètre rotor	50 mm		70 mm			
	Théorie	Mesure	Théorie	Mesure		
Longueur pôles (mm)	10	10	10	10		
Petite largeur (mm)	0,733	0,70-0,80	1	1,00-1,10		
Grande largeur (mm)	1,253	1,25-1,40	1,44	1,40-1,50		
Ouverture angulaire (°)	3	/	2,5	/		
Epaisseur (mm)	0,7	0,7	1	0,9	1	1,1
Nombres	120	150	144	30	120	30
Masse (g)	0,052	0,049	0,092	0,082	0,0926	0,102

Tab. IV. 2. Caractéristiques géométriques des baguettes d'aimants

Au total, environ 150 baguettes ont été découpées pour le premier rotor et 180 pour le second. Cependant, après différentes mesures, il s'avère que certaines baguettes du rotor ϕ 70 mm n'ont pas été découpées avec la bonne épaisseur (Fig. IV. 16). De ce fait, le nombre de baguettes aux bonnes dimensions n'est plus suffisant, ce qui oblige à retoucher manuellement les plus épaisses pour diminuer leur épaisseur et pour obtenir un assemblage d'aimants le plus homogène possible.

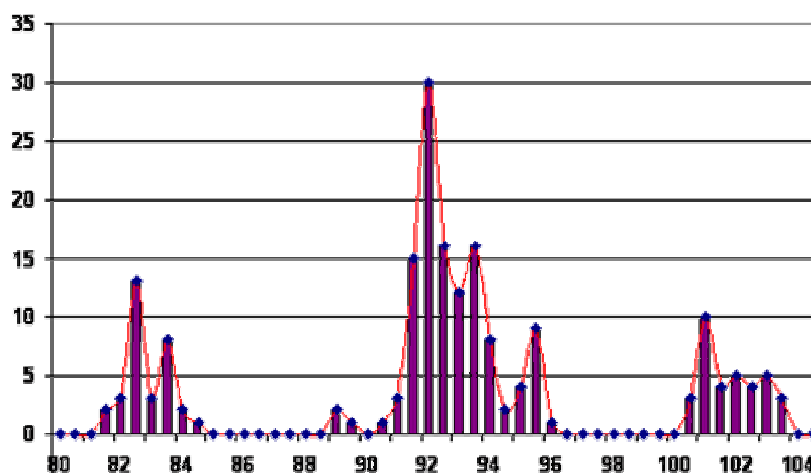


Fig. IV. 16. Distribution de la masse des aimants découpés pour le rotor ϕ 70 mm

De plus, à cause de la découpe au fil, chaque pièce présente sur le bord extérieur ou intérieur un petit ergot (fin de détourage) qu'il faut limer pour pouvoir insérer l'aimant dans l'armature.

IV.1.2.3 Aimantation des baguettes

L'aimantation de ces baguettes a été effectuée au Laboratoire des Champs Magnétiques Intenses (LCMI) sous un champ de 4 Tesla et les mesures au Laboratoire Louis Néel (LLN). L'aimantation d'un pôle brut et l'aimantation d'un pôle poli (Fig. IV. 17) ont été comparées. Comme prévu, le deuxième présente une rémanence légèrement meilleure que le premier (1,11 contre 1,04 T), mais le même champ coercitif (-1,90 T).

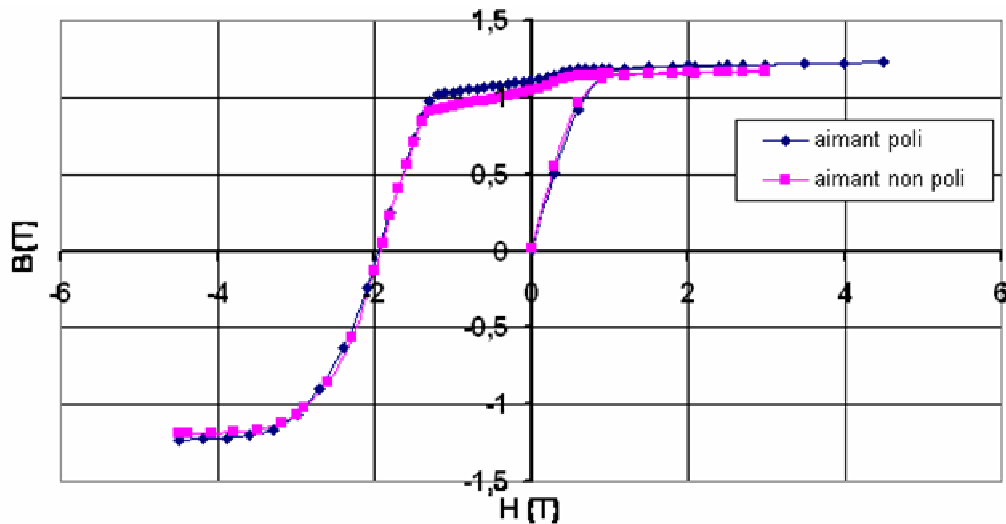


Fig. IV. 17 : Courbe d'aimantation

La cartographie du champ magnétique d'un pôle (Fig. IV. 18) permet d'avoir une représentation du champ magnétique dans l'espace autour d'un pôle. J'ai utilisé un capteur à effet hall monté sur un bras réglable en X et Y sur une table micrométrique, mais pas réglable en Z. Le champ magnétique étant très sensible à l'entrefer, et celui-ci ne pouvant être connu avec précision, l'étude ne s'intéresse qu'à la forme générale du champ et non aux valeurs quantitatives. C'est pour cela que dans les figures suivantes, aucune valeur de champ n'est donnée. L'intérêt de cette étude est de pouvoir comparer l'évolution des champs magnétiques des mesures et des calculs en fonction du rayon et de l'angle réduit.

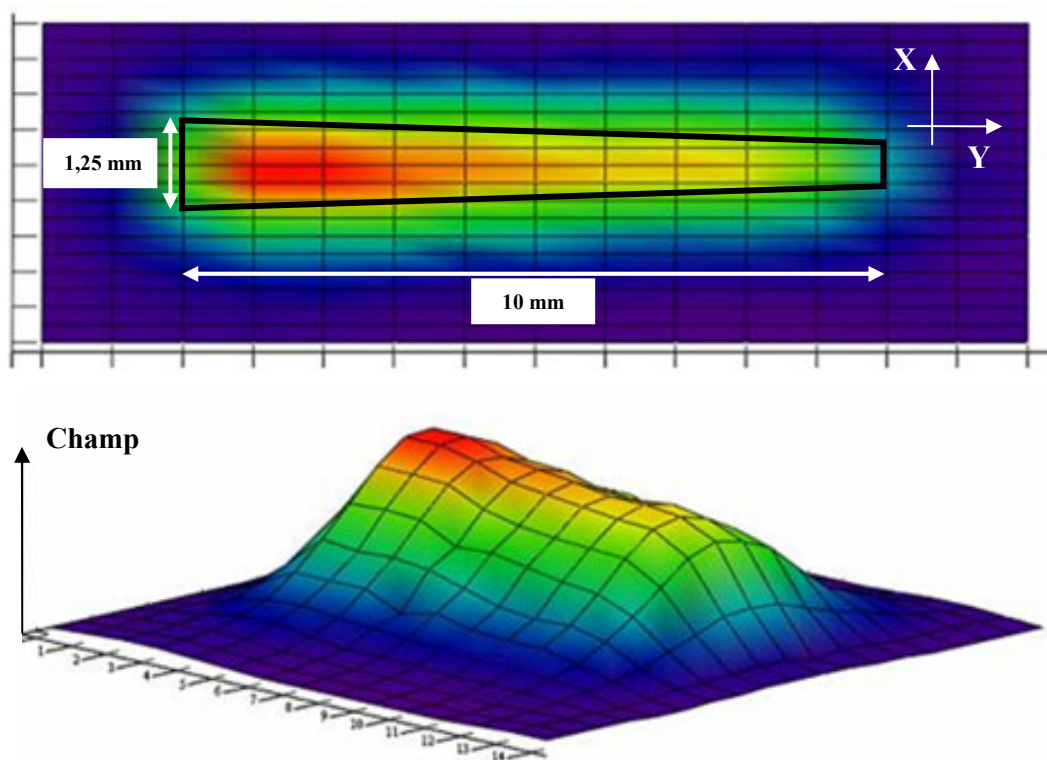


Fig. IV. 18 : Cartographie magnétique d'un pôle

Par exemple, le champ magnétique mesuré au niveau du rayon moyen et pour différents angles est très proche du champ magnétique calculé (Fig. IV. 19), ce qui permet de valider l'hypothèse d'un champ sinusoïdal, au facteur d'échelle près.

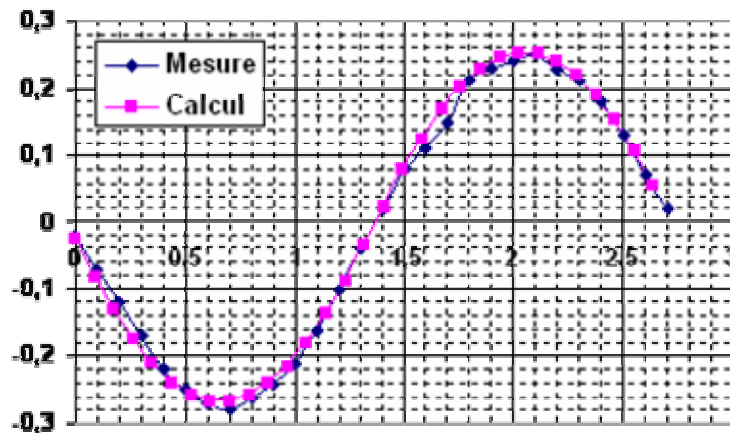


Fig. IV. 19. Comparaison de l'évolution du champ magnétique au niveau du rayon moyen pour ϕ 50mm
On obtient la même correspondance pour le champ magnétique le long du rayon entre mesures et calculs (Fig. IV. 20), au facteur d'échelle près.

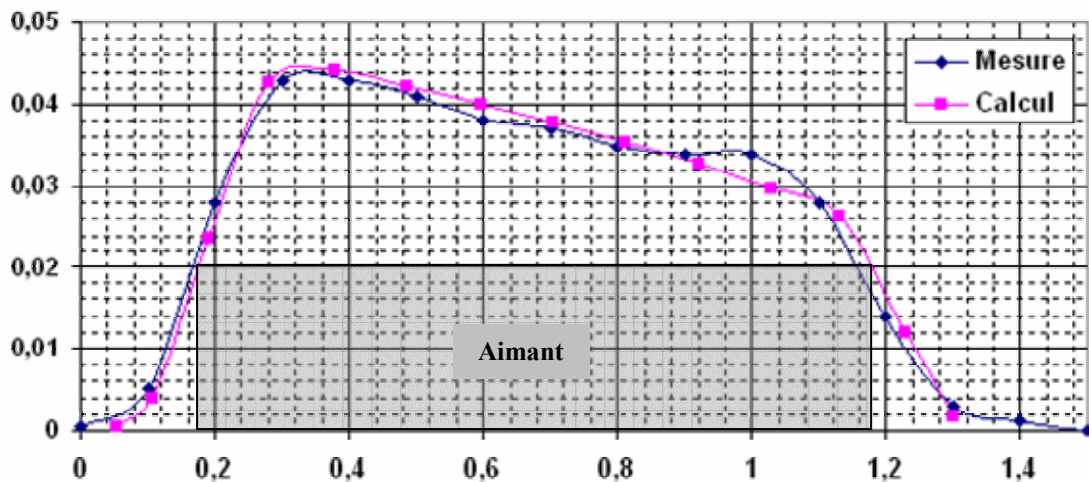
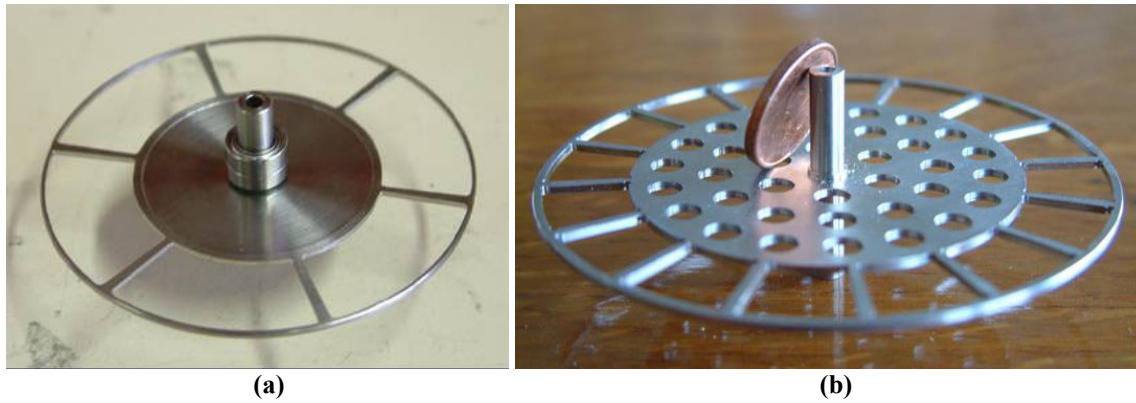


Fig. IV. 20. Evolution du champ magnétique le long de la longueur d'un aimant (ϕ 50mm)
Cette étude valide le modèle analytique du calcul du champ.

IV.1.2.4 Réalisation d'une armature en titane

Pour maintenir les aimants et assurer une cohésion au rotor, deux armatures en titane ont été fabriquées (Fig. IV. 21) par l'entreprise Pesquet à Meylan. Les aimants sont insérés entre une couronne extérieure et le bord externe du disque central, et certains aimants sont remplacés par des rayons en titane assurant le lien mécanique entre les deux bords. De plus, pour alléger la plus grande armature, 36 trous ϕ 4mm y ont été percés.



(a) (b)
Fig. IV. 21 : Armature en titane ϕ 50 mm (a) et ϕ 70 mm (b)

Les dessins techniques sont effectués avec le logiciel SolidEdge (Fig. IV. 22).

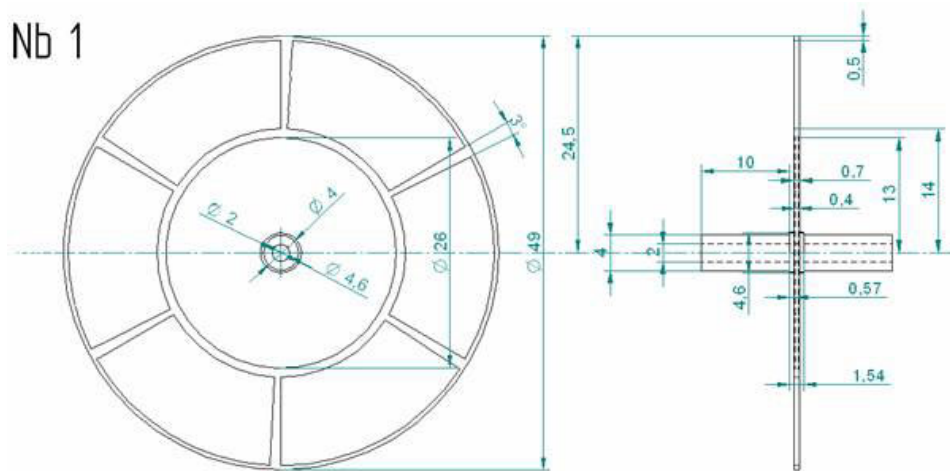


Fig. IV. 22 : Côtes de la vue de dessus et de la vue de côté de l'armature ϕ 50 mm

Les principales côtes en mm sont répertoriées dans le tableau suivant:

Disque :		
Diamètre extérieur	50	68
Diamètre intérieur	49	66
Epaisseur	0,7	1
Largeur bord	0,5	1
Axe :		
Diamètre extérieur	4	4
Diamètre intérieur	2	2
Longueur	21,54	25,8
Bras :		
Nombre	6	16
Angle (°)	3	2,5

Tab. IV. 3. Côtes principales des deux armatures

IV.1.2.5 Assemblage du rotor

Les pôles ont été insérés manuellement un par un jusqu'à obtention du rotor final (Fig. IV. 23).



Fig. IV. 23 : Rotor final ϕ 50 mm

Deux problèmes principaux sont apparus avec la première armature ϕ 50 mm : le premier est dû à la conception de la pièce en titane. En effet, pour des questions techniques, il n'est pas possible de réaliser des coins internes droits à l'intérieur des secteurs (Fig. IV. 24). Ce sont en fait des arrondis de rayon 0,25 mm. Il faut donc retoucher les pôles se logeant dans les coins pour les arrondir et les ajuster à la pièce. La Fig. IV. 25 illustre les retouches effectuées.



Fig. IV. 24 : Arrondis à l'intérieur de la pièce

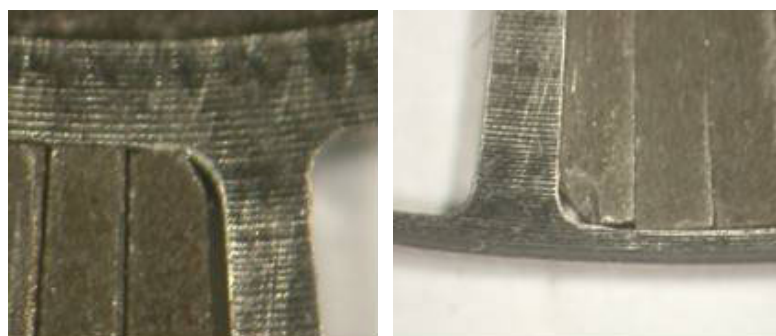


Fig. IV. 25 : Pôles retouchés, et risques associés !

Pour la conception de la seconde armature, des trous ϕ 1 mm ont été percés pour éviter de retoucher les aimants et ainsi diminuer le risque de les casser ou les abîmer (Fig. IV. 26).



Fig. IV. 26. Coins percés dans l'armature ϕ 70 mm pour éviter la retouche des aimants

Le second problème est dû à la réalisation des pôles qui ne sont pas tous identiques (à quelques $10\ \mu\text{m}$ près). Ils sont légèrement plus larges que la théorie et ont besoin d'être polis sur les côtés pour égaliser les bords. La Fig. IV. 27 illustre ce polissage, et la difficulté d'obtenir des largeurs qui permettent un assemblage des pôles collant parfaitement au secteur.



Fig. IV. 27 : Secteur 1 monté avec des pôles trop pôlis

Enfin, un dernier problème est apparu lors du montage du dernier secteur pour l'armature ϕ 50 mm. En effet, les légères contraintes en extension appliquées aux autres secteurs tout au long de l'armature se sont répercutées sur la dernière partie. Du fait de cette tension, la couronne externe était rectiligne au lieu d'être arrondie (Fig. IV. 28). Il a fallu la redresser pour pouvoir y insérer les pôles. Le fait d'agir manuellement sur l'armature en titane a des répercussions sur sa tenue mécanique, notamment sur la couronne externe qui se retrouve déformée, et n'assure plus la parfaite planéité du rotor.



Fig. IV. 28 : Couronne externe distendue

La cohésion mécanique de chaque secteur est assurée par la cohésion magnétique entre aimants élémentaires. En effet, lorsqu'on approche les pôles successifs alternés par leurs côtés, ils se « collent » naturellement les uns aux autres (Fig. IV. 29). Cependant, un léger déséquilibre vertical d'un pôle entraîne immédiatement leur mise en place verticale. Pour éviter ce problème, un film plastique adhésif transparent a été appliqué des deux côtés pour maintenir cette stabilité verticale le temps du montage.

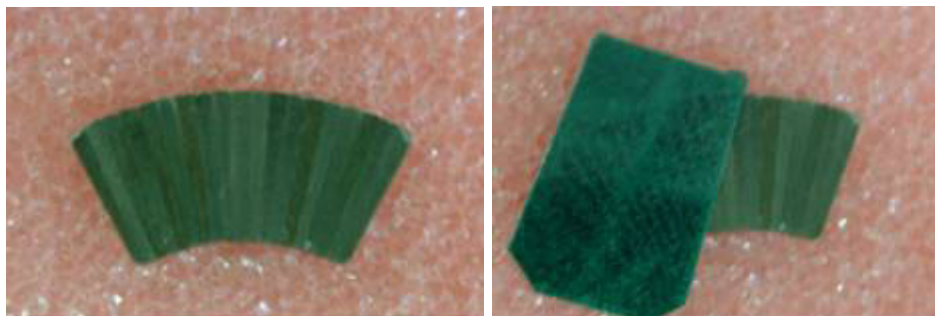


Fig. IV. 29 : Secteur de 19 pôles alternés

Cependant, la planéité de la surface du rotor n'est pas assurée et certains pôles sont plus ou moins décalés verticalement par rapport à d'autres (Fig. IV. 30), même en ayant pris la précaution d'assembler le rotor sur une surface parfaitement plane.

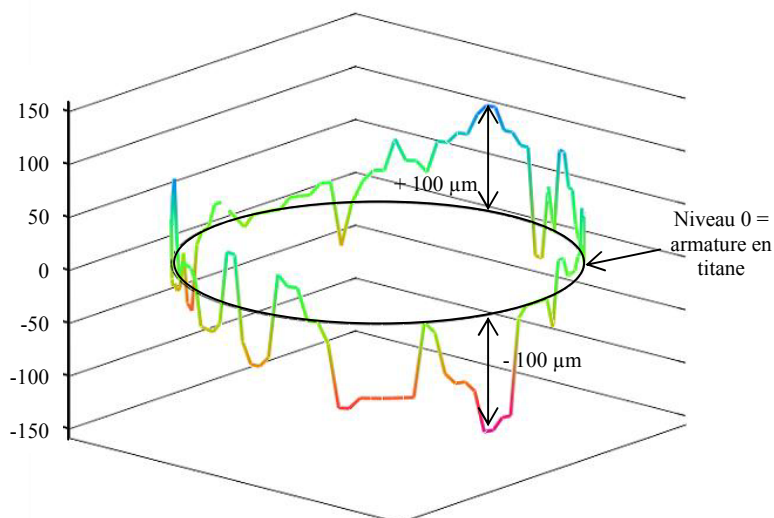


Fig. IV. 30. Mesure de la planarité du rotor ϕ 50 mm au niveau du rayon moyen des aimants

La mesure est effectuée au moyen d'un palpeur tactile. On peut noter un écart maximum de 200 μm pour les deux surfaces les plus extrêmes. Ce problème n'est heureusement pas irréversible puisqu'il est possible d'appuyer plus ou moins sur les aimants pour les faire bouger et ainsi régler leur altitude. Cependant, cette méthode reste aléatoire, puisque jouer sur l'altitude d'un aimant peut jouer sur l'altitude des aimants voisins et ainsi rechanger la planarité. Une solution pour éviter des variations d'altitude serait de couler une résine sur les aimants pour les maintenir dans une position verticale définitive. Une autre serait de d'utiliser une méthode de dépôt de NdFeB en couche épaisse sur substrat parfaitement plan.

Concernant le rotor ϕ 70 mm, chaque secteur n'est constitué que de 8 pôles (6 d'épaisseur 1 mm et 2 d'épaisseur 1,1 mm avant diminution de leur épaisseur). Les aimants trop épais ont été distribués tout autour du rotor pour équilibrer la masse.



Fig. IV. 31. Rotor ϕ 70 mm

Le procédé de mise en place des aimants est le même que précédemment. Cependant, le travail préliminaire effectué sur le rotor ϕ 50 mm a permis d'éviter une reproduction des mêmes erreurs : coins percés, multiplication du nombre de bras et réduction de la distance entre deux pour éviter une déformation de la couronne externe, meilleure maîtrise du polissage manuel des aimants (moins de casse).

IV.1.2.6 Masses et moments d'inertie des rotors

IV.1.2.6.1 Calcul et mesure de la masse

Chaque rotor est constitué d'aimants en NdFeB, d'une armature en titane, de papier transparent autocollant et de quatre roulements à bille.

Pour la modélisation, seule la masse des aimants était prise en compte, avec une masse volumique de $8,5 \text{ g/cm}^3$ (le matériau utilisé lors de l'optimisation était encore le SmCo, celle du NdFeB étant de $7,5 \text{ g/cm}^3$). La masse volumique du titane est de $4,51 \text{ g/cm}^3$, et la masse par unité de surface du papier transparent est estimée à $5,66 \text{ mg/cm}^2$. Le tableau ci-dessous répertorie les masses recalculées avec le NdFeB et mesurées des différents constituants des rotors.

	ϕ 50 mm		ϕ 70 mm	
	Calcul	Mesure	Calcul	Mesure
Aimant	5,95	5,59	12,07	11,65
Armature	2,32	2,54	8,34	8,53
Papier	/	0,22	/	0,43
Roulements	/	0,88	/	0,88
Total	8,27	9,23	20,41	21,49

Tab. IV. 4. Masse des rotors

La différence entre la mesure et le calcul de la masse des aimants s'explique par le fait que tous les aimants n'ont pas rigoureusement les mêmes dimensions, et de plus, certains ont fait l'objet de retouches par polissage, ce qui a eu pour effet de réduire leur masse.

IV.1.2.6.2 Moment d'inertie du rotor

Le moment d'inertie du rotor est utilisé pour déterminer les pertes par frottements par une méthode de décélération du moteur. Rappelons les formules nécessaires à son calcul en fonction de la géométrie des parties constituant le rotor (Fig. IV. 32). L'épaisseur n'a pas d'importance dans la formule générale. Elle ne rentre en compte que pour le calcul de la masse.

Disque ou cylindre plein : $J_{\Delta} = \frac{m}{2} \cdot R^2$

Cylindre creux ou couronne : $I_z = \frac{m}{2} \cdot (R_{ext}^2 + R_{int}^2)$

Part de Camembert : $I_z = \frac{m}{2} \cdot (R_{ext}^2 + R_{int}^2)$

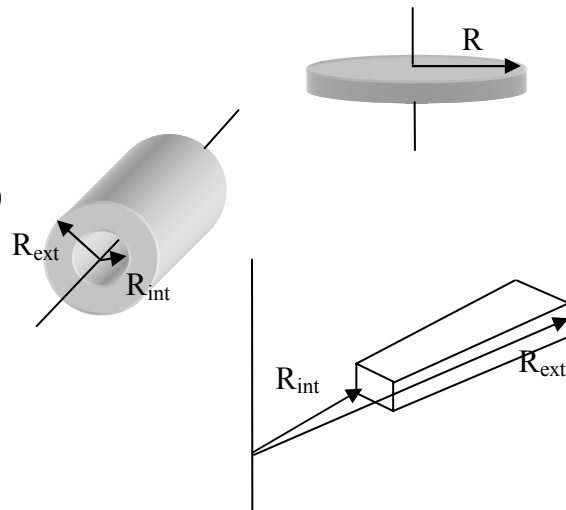


Fig. IV. 32. Rappels des formules du moment d'inertie selon la géométrie

Le moment d'inertie du rotor sera la somme des moments d'inertie de tous les constituants :

Diamètre	Pièces	kg.m ² (10 ⁻⁶)
φ 50 mm	Armature	0,32
	Aimants	2,16
	<i>Total</i>	<i>2,48</i>
φ 70 mm	Armature	3,26
	Aimants	9,73
	<i>Total</i>	<i>12,99</i>

Tab. IV. 5. Moments d'inertie des deux rotors

Pour le calcul, la masse des aimants utilisée est la masse mesurée, et celle de l'armature est celle calculée à partir de sa géométrie. De plus, pour le rotor φ 70 mm, les trous sont pris en compte pour le calcul en apportant un moment d'inertie négatif au moment d'inertie de l'armature

IV.1.3 Bilan final sur la masse du moteur

Le masse du moteur φ 50 mm peut être décomposée comme ceci :

- Aimants = 5,6 g,
- Cuivre + substrat = 2 g,
- Tissus carbone + résine = 8 g,

- Roulements (1 ouvert 0,22 g et 1 fermé 0,35 g) = $0,57 \text{ g} \times 2 = 1,1 \text{ g}$,
- Logements titane = 4,60 g,
- Armature titane = 2,5 g,
- Papier transparent = $0,22 \text{ g} \times 2 = 0,4 \text{ g}$,

Ceci donne une masse finale de 24 g, à comparer à la masse utile ne considérant que le cuivre, les aimants et le substrat, soit 8 g.

Pour le moteur ϕ 70 mm, on arrive à une masse estimée de 55 g à comparer à 18 g utiles.

On obtient un facteur 3 entre la masse totale du moteur et la masse du dimensionnement qui ne tient compte que de la masse des matériaux actifs (cuivre et aimants), alors que pour les moteurs actuels du commerce (type LRK), la masse utile qui comprend aussi du fer représente la quasi-totalité de la masse totale des moteurs.

Pour l'instant, avec ces tous premiers prototypes de moteurs planaires, nous perdons l'avantage du "sans fer" avec une masse inerte d'armature très importante. Cependant, celle-ci peut être diminuée en utilisant une armature en titane plus allégée, ou bien en n'utilisant qu'une seule couche de tissus carbone. Cela nécessite une conception plus fine de la réalisation mécanique du moteur et un meilleur choix des matériaux constituant son armature.

IV.2 CARACTERISATION DES PROTOTYPES

IV.2.1 Objectifs

La caractérisation des moteurs a pour but de valider le modèle théorique que nous avons établi avec à 50 μm d'entrefer, et cela passe par une vérification expérimentale de tous les paramètres électriques calculés des moteurs :

- La résistance par phase :
 - 0,9 Ω pour ϕ 50 mm,
 - 0,91 Ω pour ϕ 70 mm;
- La constante de la tension de fém :
 - 513 $\mu\text{V}/\text{tr}/\text{min}$ pour ϕ 50 mm (soit $E = 2,05 \text{ V}$ à 4000 tr/min),
 - 813 $\mu\text{V}/\text{tr}/\text{min}$ pour ϕ 70 mm (soit $E = 2,72 \text{ V}$ à 3000 tr/min);
- Le coefficient de pertes par frottements visqueux :
 - $23,6 \cdot 10^{-3} \mu\text{N.m}/\text{tr}/\text{min}$ pour ϕ 50 mm (soit 40 mW à 4000 tr/min),
 - $90,4 \cdot 10^{-3} \mu\text{N.m}/\text{tr}/\text{min}$ pour ϕ 70 mm (soit 85 mW à 3000 tr/min);
- Le coefficient de pertes par frottements dus aux courants de Foucault :
 - 2,09 $\mu\text{N.m}/\text{tr}/\text{min}$ pour ϕ 50 mm (soit 3,51 W à 4000 tr/min);
 - 4,08 $\mu\text{N.m}/\text{tr}/\text{min}$ pour ϕ 70 mm (soit 3,85 W à 3000 tr/min);

IV.2.2 Banc de tests

Pour faciliter la caractérisation des moteurs, les tests ne porteront que sur un seul stator et sur le rotor. On colle le stator sur une surface soigneusement dressée au tour. Un usinage axial reçoit les roulements et l'axe du rotor.

Un premier banc a été construit avec un cylindre de plexiglas de diamètre 50 mm (Fig. IV. 33). Il a permis d'établir les premiers résultats en mode générateur et moteur avec les stators ϕ 50 mm, mais sa taille n'est pas compatible avec les stators ϕ 70 mm (centrage, épaisseur des soudures de bords,...), et l'entrefer n'est pas réglable à une précision meilleure que la centaine de micromètres.

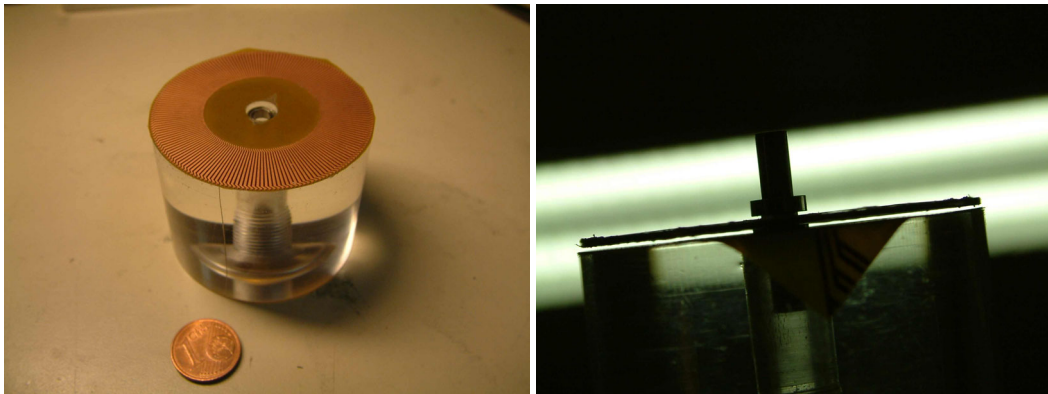


Fig. IV. 33. Cylindre + stator ϕ 50 mm (à gauche) + rotor (à droite)

De ce fait, un deuxième banc de test (Fig. IV. 34) a été conçu permettant aussi un entraînement du rotor par un moteur auxiliaire pour les tests en générateur, un réglage par vis micrométrique de l'entrefer (précision à 25 μ m), une configuration de type sandwich (double stator) avec le stator supérieur utilisé comme capteur pour la boucle de retour de commande, et une mesure de couple en mode moteur.

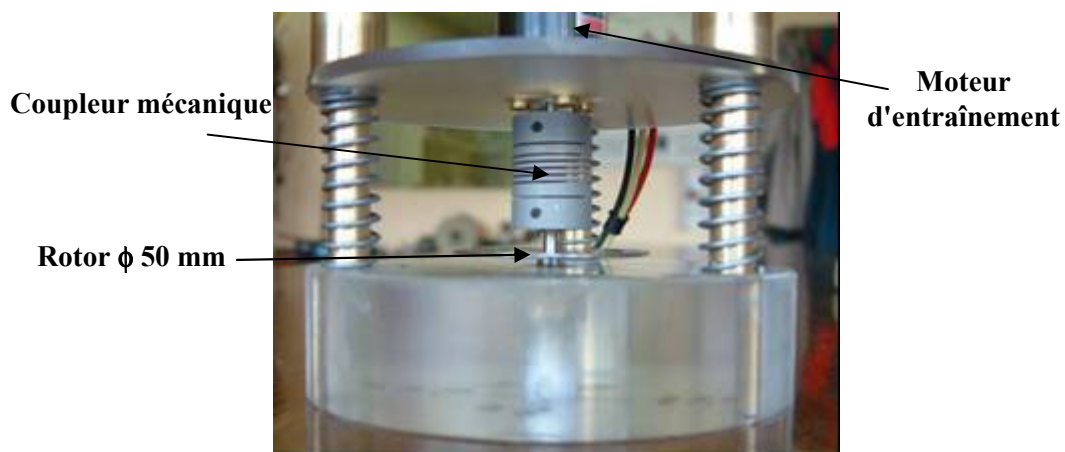


Fig. IV. 34. Banc de test en mode générateur avec contrôle de l'entrefer

Les tests effectués sont communs aux deux prototypes : mesures d'impédances, détermination de la tension de f.é.m. en fonction de l'entrefer, étude en générateur, étude en mode moteur avec détermination des pertes mécaniques, du couple et du rendement.

L'objectif principal étant de vérifier le modèle théorique à 50 μm d'entrefer, nous avons essayé de réaliser les tests à cette valeur d'entrefer. Malheureusement, l'entrefer minimal obtenu en pratique n'est que de 300 μm sur le ϕ 50 mm et 500 μm sur le ϕ 70 mm. En dessous de ces entrefers, il est encore possible de faire tourner le rotor, mais il frotte par endroit le stator, pour les raisons suivantes :

- l'épaisseur des soudures des fils d'alimentation qui se trouvent de chaque côté du stator et trop près de la périphérie externe du stator crée une bosse qui contraint localement le substrat et tend à le faire décoller,
- l'utilisation d'une colle non définitive en aérosol (Spray Mount 3M) pour maintenir le stator sur le banc tout en gardant la possibilité de le repositionner, et qui au bout d'un certain temps n'est plus assez efficace,
- de plus, les multiples manipulations sur les rotors ont entraîné un léger voilage.

Pour s'affranchir de nouveaux problèmes de déformations ou de fatigue des pièces, on choisit de travailler pour toute la suite à 500 μm d'entrefer.

La conséquence principale de ce problème mécanique au niveau de l'entrefer minimum réalisable est que les prototypes n'atteindront pas les résultats attendus. Nous allons donc comparer les résultats expérimentaux aux résultats théoriques recalculés pour 500 μm d'entrefer. De plus, n'ayant pas été conçus ni dimensionnés pour un tel entrefer, leurs performances seront très faibles. Néanmoins, cela nous permettra de valider ou non notre modèle, pour ensuite redimensionner des moteurs avec ces nouvelles contraintes.

Le tableau suivant présente les résultats attendus pour les deux moteurs à 500 μm d'entrefer :

ϕ 50 mm	ϕ 70 mm
N = 4000 tr/min	N = 3000 tr/min
E = 0,54 V	E = 0,91 V
P _{aéro} = 3,9 mW	P _{aéro} = 8,5 mW
P _{Fouc} = 156 mW	P _{Fouc} = 356 mW
k _N = 131 $\mu\text{V}/\text{tr}/\text{min}$	k _N = 304 $\mu\text{V}/\text{tr}/\text{min}$
β (aéro) = $2,3 \cdot 10^{-3} \mu\text{N.m}/\text{tr}/\text{min}$	β (aéro) = $9 \cdot 10^{-3} \mu\text{N.m}/\text{tr}/\text{min}$
γ (Fouc) = $93 \cdot 10^{-3} \mu\text{N.m}/\text{tr}/\text{min}$	γ (Fouc) = $378 \mu\text{N.m}/\text{tr}/\text{min}$

Tab. IV. 6. Caractéristiques des moteurs recalculées pour un entrefer = 500 μm

IV.2.3 Mesure de l'impédance

Les mesures d'impédance ont été effectuées à l'aide de l'analyseur d'impédance. L'impédance des stators ϕ 50 mm et 70 mm est mesurée avec la connectique utilisée pour tous les autres tests. En connaissant l'impédance de cette connectique, on peut retrouver l'impédance du stator seul et la comparer à la théorie.

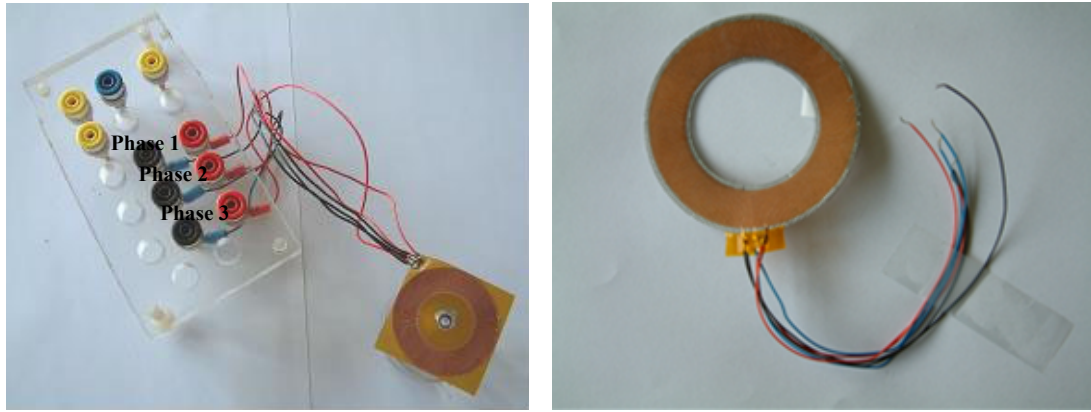


Fig. IV. 35. Stator et connectique utilisés pour les tests mécaniques (ϕ 50 mm à gauche, ϕ 70 mm à droite)
 Chaque mesure est effectuée par phase. On définit les grandeurs R_{moy} et L_{moy} qui sont respectivement la résistance et l'impédance de la phase, calculées sur la plage linéaire de la gamme des mesures (Fig. IV. 36).

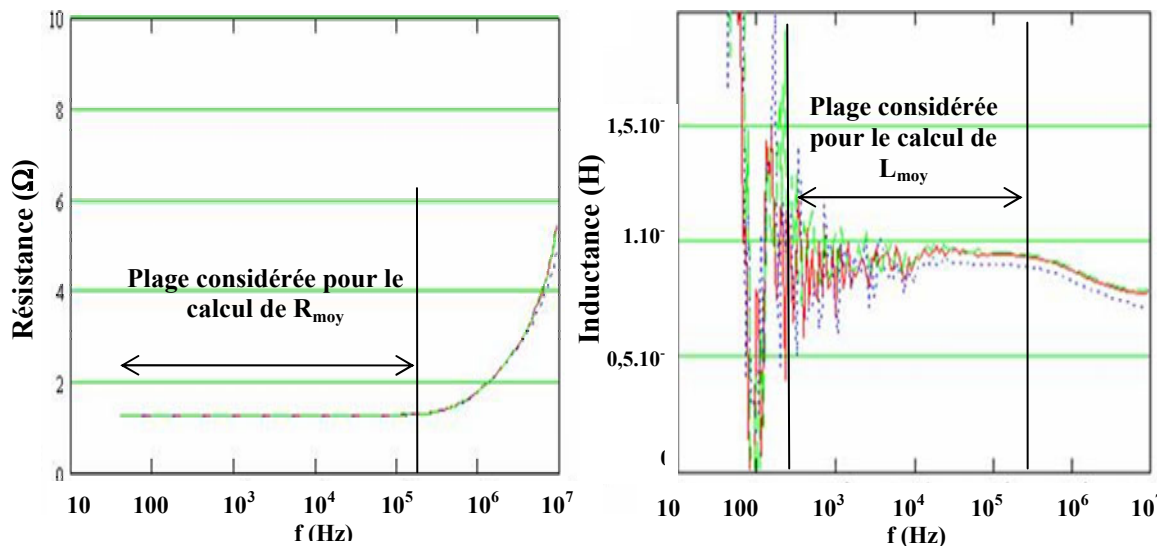


Fig. IV. 36 : Résistances et inductance des phases en fonction de la fréquence

La fréquence max est la fréquence pour laquelle la réactance représente 10 % de l'impédance totale. R et X sont respectivement la résistance et la réactance mesurées à f_{max} .

On peut noter que pour des fréquences supérieures à 500 kHz la valeur de la résistance augmente. Ceci est la conséquence de l'effet de peau. Au lieu d'utiliser la totalité de la section du conducteur, les courants haute fréquence se cantonnent dans les couches proches de la surface du conducteur. La densité de courant décroît de façon exponentielle au fur et à mesure que l'on s'éloigne de la surface. L'épaisseur moyenne e (en m) de la "peau" dans laquelle circule les courants HF peut être estimée à l'aide de la formule :

$$e = \frac{1}{\sqrt{\frac{\pi \cdot \mu_0 \mu_r \cdot f}{\rho}}} \quad (\text{IV. 1})$$

avec $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ la perméabilité magnétique du vide, μ_r la perméabilité magnétique du matériau (= 1 ici), f la fréquence des courants et ρ la résistivité du conducteur ($18 \cdot 10^{-9} \Omega \cdot \text{m}$ pour le cuivre).

Dans notre cas, une épaisseur de peau de 100 μm est atteinte à 450 kHz pour les stators ϕ 70 mm, et une de 70 μm est atteinte à 1 MHz. Au-delà de ces fréquences, la valeur de la résistance varie en $1/e$.

Concernant la réactance, elle est noyée dans le bruit pour des fréquences inférieures à 10 kHz.

Les résultats obtenus sont présentés dans le Tab. IV. 7.

	ϕ 50 mm		ϕ 70 mm	
	Test	Calcul	Test	Calcul
R_{moy} (Ω)	0,91	0,9	0,92	0,91
L_{moy} (μH)	0,94	0,10	0,75	0,08
f_{max} (kHz)	21,82	/	21,82	/
X (Ω)	0,133	/	0,097	/
X (Ω) @ 4000 tr/min	0,025	0,0025	0,023	0,002
X / Z (%)	2,1	0,3	2,1	0,2

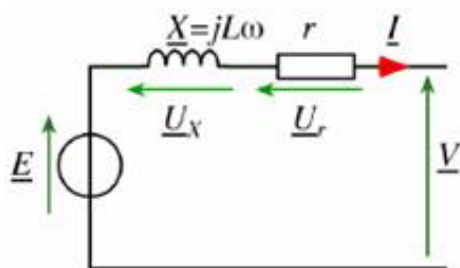
Tab. IV. 7. Impédances des stators

Ces mesures valident le modèle de résistance à 2 % d'erreurs près. Concernant l'inductance, un facteur 10 apparaît entre les tests et le calcul. La cause de cette différence n'a pas été déterminé pour l'instant. Cependant, l'hypothèse de négliger l'inductance est bien vérifiée avec une réactance inférieure à 2 % de l'impédance totale du stator aux vitesses d'utilisation des moteurs.

IV.2.4 Tests en mode générateur

IV.2.4.1 Détermination de la tension de fém à vide

En mode générateur, le rotor est couplé à un moteur LRK qui l'entraîne en rotation et produit une tension V aux bornes d'une charge Z parcouru par un courant I dans chaque phase du stator. Si aucune charge n'est branchée, le courant est nul et on mesure directement la tension de fém en mesurant V . En ayant la vitesse de rotation, on remonte à la constante de fém du moteur pour un entrefer donné.



- \underline{E} : f.é.m. à vide (V)
- \underline{V} : tension aux bornes d'un enroulement de la machine (V)
- R : résistance de l'enroulement (Ω)
- X : réactance synchrone (Ω)

Fig. IV. 37 : montage en mode générateur

La réactance synchrone de ce moteur est négligeable par rapport à sa résistance, aux fréquences d'utilisation.

D'après l'équation III.17, la tension E dépend de la longueur utile des conducteurs d'une phase (1,2 m pour le stator ϕ 50 mm et 1,44 m pour le stator ϕ 70 mm), de la vitesse linéaire du rotor ($v_{\phi 50} = 0,00199.N$ et $v_{\phi 70} = 0,00293.N$) et de l'amplitude du champ magnétique produit au niveau des

conducteurs dans une phase, qui dépend des paramètres géométriques, de la polarisation de l'aimant et de l'entrefer (Fig. IV. 38).

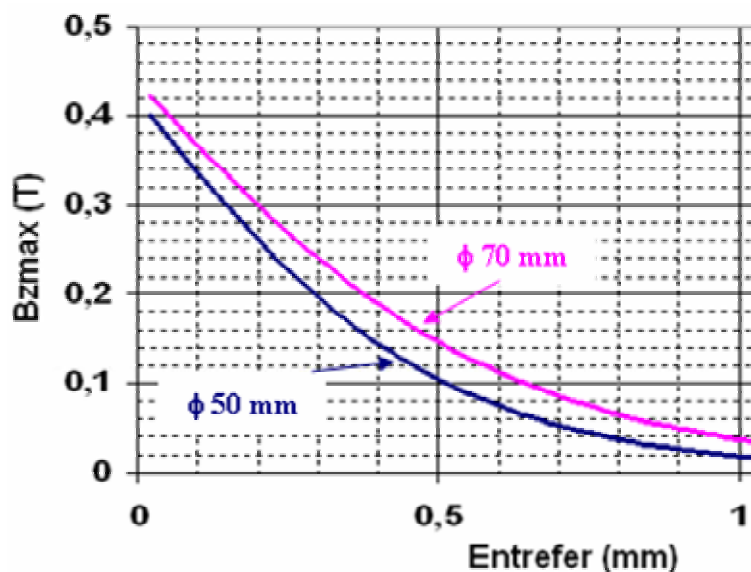


Fig. IV. 38 : Variation de l'amplitude du champ magnétique calculé en fonction de l'entrefer

Pour le calcul de la tension de fém, on prend la moyenne des champs calculés au milieu de chaque couche. Par exemple, pour le moteur $\phi 50$ mm, si on considère un entrefer de 500 μm , une épaisseur de conducteurs de 70 μm et une épaisseur de substrat de 50 μm , le champ résultant est la moyenne des champs calculés pour $z = 535$ μm et $z = 655$ μm , soit $B_{zmax} = 0,078$ T (Fig. IV. 39). Notons qu'à 50 μm , on devrait avoir 0,37 T soit 5 fois plus !

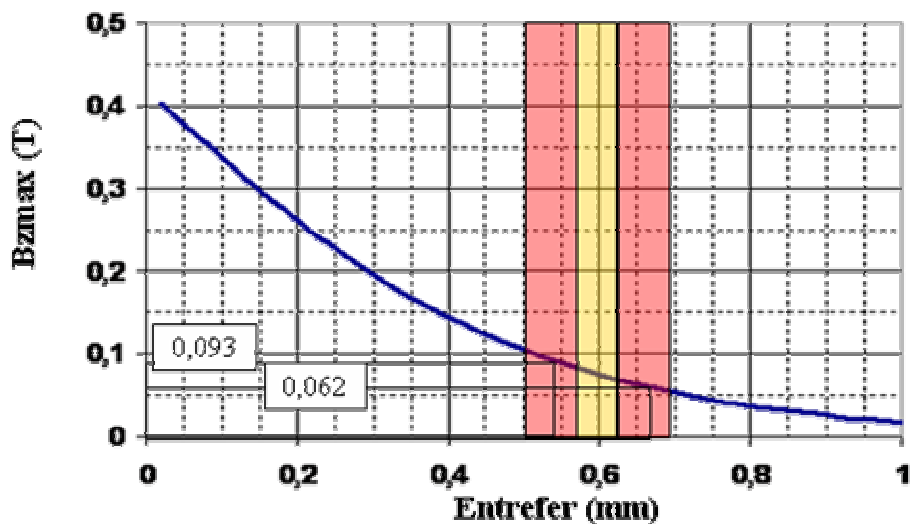


Fig. IV. 39 : Champ pris en compte pour le calcul de la tension de fém

Ainsi pour un montage donné (entrefer constant), la tension de fém est directement proportionnelle à la vitesse de rotation du moteur : $E = k.N$ avec, dans l'exemple d'un entrefer de 500 μm , une valeur de 131 $\mu\text{V}/\text{tr}/\text{min}$ pour k .

Pour une vitesse de 4000 tr/min, une tension efficace de 0,54 V est créée.

De même, connaissant la vitesse de rotation et la tension de fém, l'entrefer peut être estimé par la

relation $em = (Bz1(entrefer) + Bz2(entrefer)) \cdot l \cdot \frac{2\pi}{60} \cdot r_{moy}$ (Fig. IV. 40).

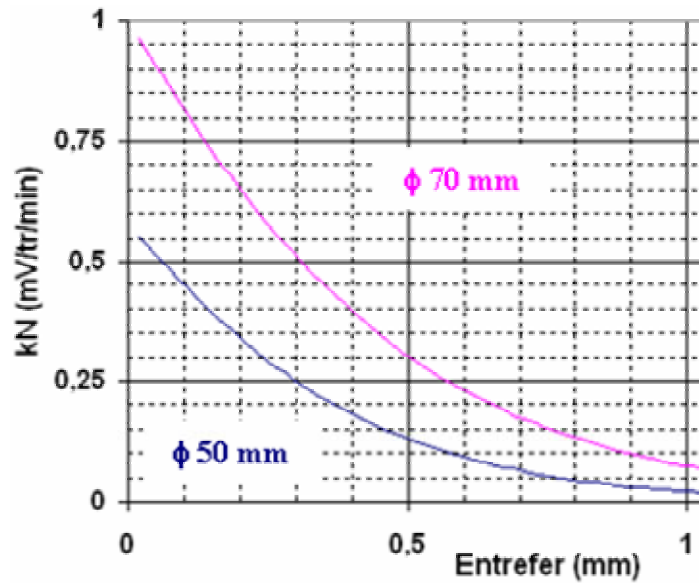


Fig. IV. 40 : Evolution de la constante de fém calculée en fonction de l'entrefer

Les tests à différents entrefers mettent en évidence la relation de proportionnalité liant la tension de fém E et la vitesse de rotation N. Pour mettre en évidence cette relation, on trace le rapport E/N en fonction de la vitesse (Fig. IV. 41).

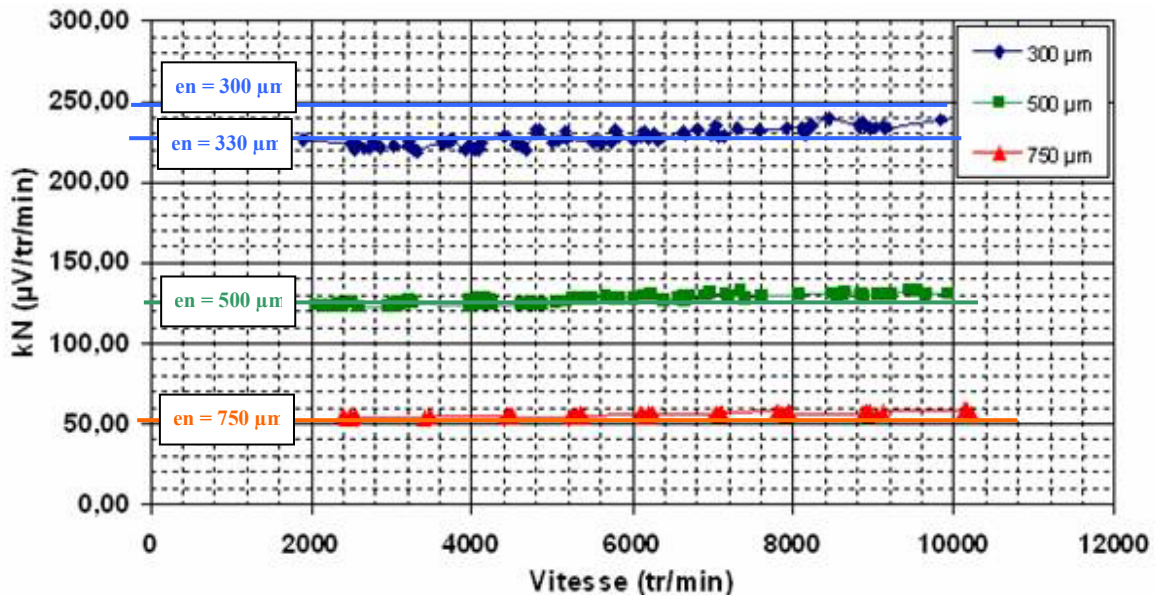


Fig. IV. 41. Validation du modèle $E/N = \text{constante}$ (ϕ 50 mm)

De plus, en connaissant l'entrefer plus précisément (à une dizaine de micromètres près), on peut comparer le calcul aux valeurs expérimentales. Le tableau ci-dessous compare les valeurs théoriques aux valeurs expérimentales pour les deux moteurs avec une erreur de +/- 50 μm sur l'entrefer mesuré et met en évidence la précision à laquelle on peut s'attendre.

φ 50 mm				φ 70 mm			
Entrefer		Mesure	Calcul Direct	Entrefer		Mesure	Calcul Direct
300 μm	- 50 μm	/	293	750 μm	- 50 μm	/	176
	0	228	251		0	174	153
	+ 50 μm	/	215		+ 50 μm	/	133
500 μm	- 50 μm	/	155	1 mm	- 50 μm	/	86
	0	1278	131		0	80	74
	+ 50 μm	/	111		+ 50 μm	/	64
750 μm	- 50 μm	/	66	1,25 mm	- 50 μm	/	41
	0	55,86	55		0	46	37
	+ 50 μm	/	46		+ 50 μm	/	31

Tab. IV. 8. Incertitudes de mesure sur la constante de fém (en μV/tr/min) liées à la précision de l'entrefer
 Les erreurs sur la constante de fém pour le moteur φ 50 mm restent inférieures à 10 % alors qu'elles atteignent 20 % pour le moteur φ 70 mm. La principale raison à ces écarts provient de la connaissance imparfaite de l'entrefer. En effet, l'entrefer 0 μm est défini lorsque le rotor touche complètement le stator, puis chaque quart de tour de la vis micrométrique l'augmente de 250 μm. Or, cette définition du point 0 μm reste subjective car il est très difficile de jauger manuellement ce contact (relief des conducteurs sur le stator, voilage des rotors). De plus, il ne faut oublier qu'un film plastique recouvre les aimants. Un écart de 50 μm est envisageable entre la valeur réelle et la valeur utilisée.

De plus, les tests effectués sur le moteur φ 70 mm sont réalisés après tous les tests effectués sur le moteur φ 50 mm. Le banc de test n'est donc plus aussi neuf qu'au début, et un léger jeu apparu au niveau du logement des roulements peut gêner d'une part la détermination exacte de l'entrefer pour le moteur φ 70 mm, et d'autre part la qualité de sa caractérisation.

IV.2.4.2 Tests avec une charge résistive

Le stator φ 50 mm est branché en étoile sur 3 charges variables résistives R_{ch} . La tension V et le courant I sont en phase, ainsi que la tension de fém. La tension E est mesurée en débranchant une des phases.

L'étude est menée en fonction de 3 paramètres : l'entrefer, la vitesse de rotation et la résistance de charge. On fixe d'abord l'entrefer, puis pour chaque valeur de résistance, on fait varier la vitesse.

Les valeurs mesurées sont la vitesse N , la tension V , le courant I et la tension de fém E .

La résistance R_{ch} est calculée à partir de la relation $R_{ch} = \frac{V}{I}$.

La résistance du stator est mesurée à 1,45 Ω. Elle est recalculée à partir de $r = \frac{E - V}{I}$.

La puissance électrique fournie est calculée à partir de $P_{elec} = 3.V.I$, et peut s'exprimer en fonction de la vitesse et de la résistance de charge :

$$P_{elec} = 3 \cdot \frac{R_{ch}}{(r + R_{ch})^2} \cdot k_N^2 \cdot N^2 \quad (IV. 2).$$

Quant au rendement, il dépend uniquement de la résistance de charge :

$$\eta = \frac{V \cdot I}{E \cdot I} = \frac{R_{ch}}{r + R_{ch}} \quad (IV. 3).$$

Les figures suivantes permettent de mettre en évidence ces relations. La Fig. IV. 42 montre l'évolution de la puissance électrique en fonction de la vitesse pour différentes valeurs de résistance de charge et pour un entrefer de 500 μm pour le moteur φ 50 mm.

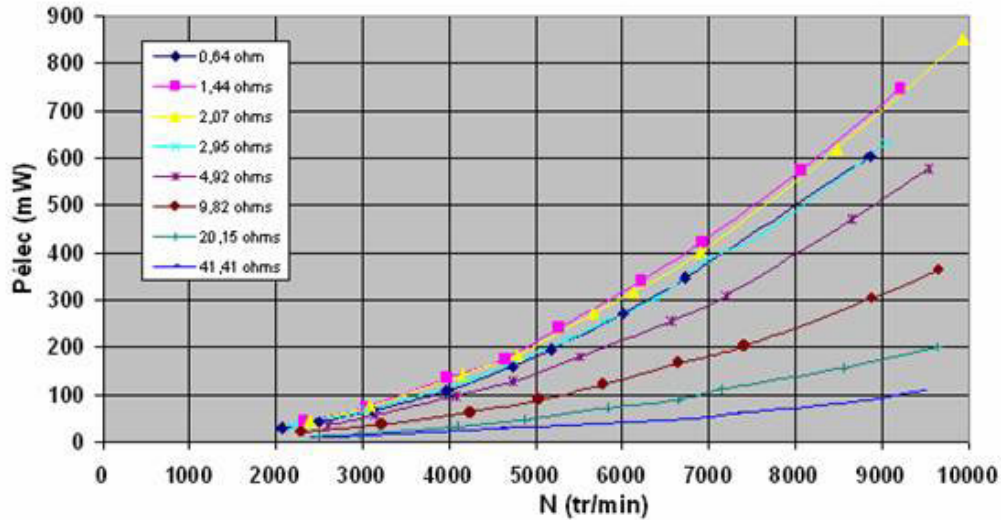


Fig. IV. 42. Puissance électrique fournie en fonction de la vitesse et de la charge

D'après l'Eq. IV.1., on vérifie que pour une vitesse donnée, la puissance électrique est maximale quand la résistance de charge est égale à la résistance interne (Fig. IV. 43). On remarque clairement qu'à cause de l'entrefer, les puissances mises en jeu se situent dans les fractions de watt, et sont loin de la dizaine de watts !

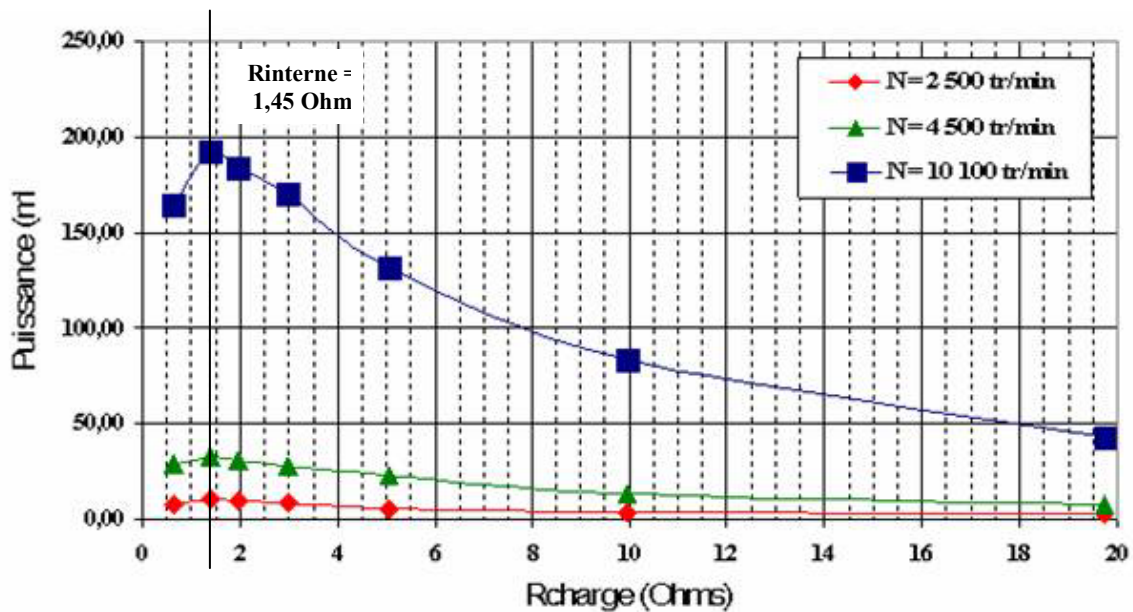


Fig. IV. 43. Puissance maximale pour Rch = résistance du stator à vitesse donnée

De même, on vérifie que le rendement en mode générateur ne dépend que de la résistance de charge, et est indépendant de l'entrefer (Fig. IV. 44) d'après l'Eq. IV.2.

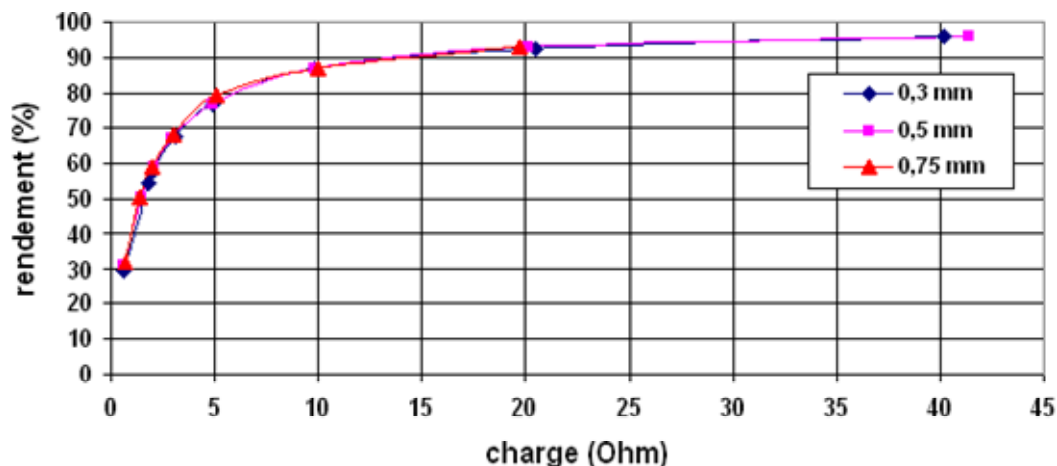


Fig. IV. 44. Variation du rendement en fonction de la charge et de l'entrefer

Cette étude permet de vérifier le bon fonctionnement du moteur en mode générateur, même si ce n'est pas sa fonction initiale.

IV.2.5 Tests en mode moteur

En mode moteur (Fig. IV. 45), chaque phase est alimentée par un courant I et une tension V .

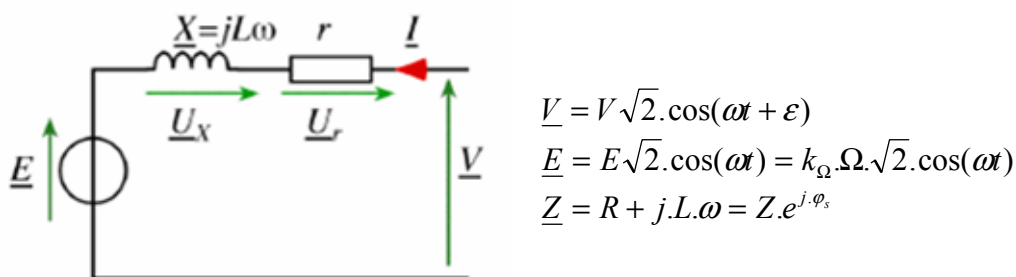


Fig. IV. 45 : montage en mode moteur

On note φ le déphasage entre V et I , ψ celui entre E et I et ε celui entre V et E .

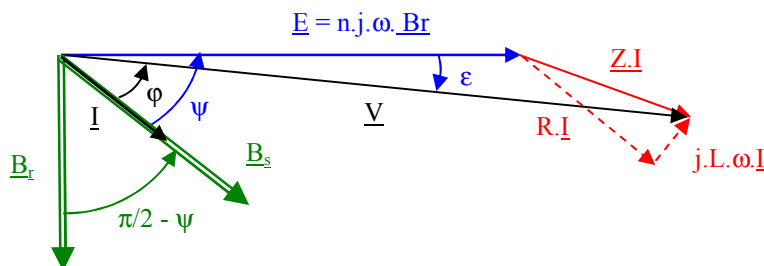


Fig. IV. 46. Diagramme de Behn-Eschenburg

L'image du champ statorique est en phase avec le courant alors que l'image du champ rotorique est en quadrature avec la tension de fém E .

Or, à nos échelles, il se trouve que la réactance synchrone de ce moteur est négligeable par rapport à sa résistance, aux fréquences d'utilisation.

Le diagramme de Behn-Eschenburg se simplifie:

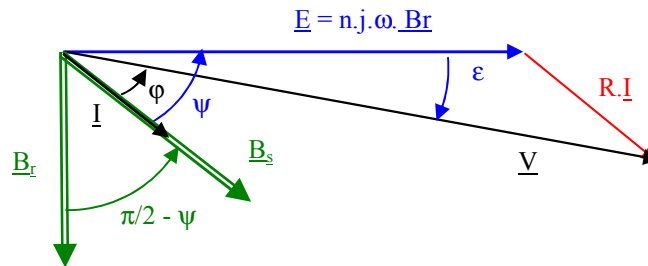


Fig. IV. 47. Diagramme de Behn-Eschenburg sans inductance

Le couple électromagnétique fourni s'écrit :

$$C_{em} = \frac{3.E.I.\cos(\psi)}{\Omega} = \frac{3.E.I.\sin(\frac{\pi}{2} - \psi)}{\Omega} \quad (\text{IV. 4.})$$

Il est maximum quand E et I seront en phase (soit quand les deux champs seront en quadrature de phase), et nul quand les deux champs seront en phase. Lorsque l'angle entre l'image du champ statorique et l'image du champ rotorique dépasse $\pi/2$, le moteur décroche et le rotor s'arrête. Le couple électromagnétique peut être réglé par l'intermédiaire de I, E et l'angle interne $\delta = \pi/2 - \psi$. Si on veut éviter un risque d'instabilité et empêcher le décrochage, il faut contrôler cet angle interne δ .

IV.2.5.1 Commande du moteur et autopilotage

A partir de la position du rotor, l'autopilotage commande le courant d'alimentation de manière à conserver l'angle interne δ imposé par une consigne. Dans notre cas il faut imposer $\delta = \pi/2$ pour obtenir le couple maximal pour un courant d'alimentation donné. La commande en couple nécessite également le contrôle du courant en fréquence et en amplitude.

Il existe plusieurs structures de commandes afin de mettre en œuvre cette stratégie de contrôle (Modulation de largeur d'impulsion MLI, capteurs sans balais brushless,...). Toutes nécessitent la connaissance de la position angulaire du rotor. Cependant, afin de disposer assez rapidement d'une structure de commande pour effectuer les différents tests de caractérisation du moteur, notre choix s'est orienté sur une structure de commande brushless (Fig. IV. 48) similaire à celle utilisée pour l'autopilotage des micromoteurs [RAI03].

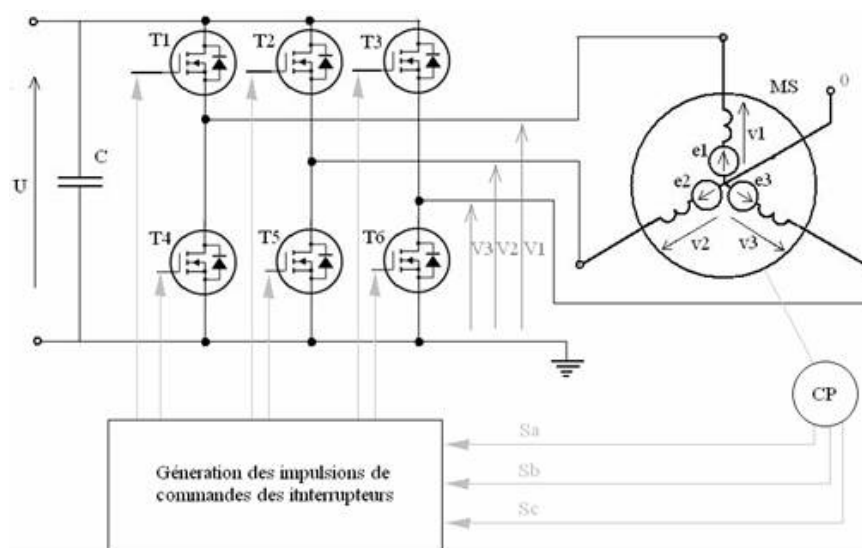


Fig. IV. 48. Alimentation sans balais Brushless

Pour l'alimentation du moteur, un onduleur de tension triphasé en pont est utilisé pour produire des créneaux de tension par commutation des interrupteurs (transistors MOSFET). Pour mesurer la position du rotor, dans notre cas, un second stator est placé en vis-à-vis du rotor comme capteur de position (structure sandwich double stator avec un stator pour alimenter le moteur et un stator comme capteur).

Les signaux entre phases des trois tensions de f.é.m. sont amplifiés, puis comparés à zéro sur trois comparateurs. Ensuite une logique de combinaison est appliquée aux signaux de sortie des comparateurs pour obtenir les consignes de commutation. Enfin, on utilise les consignes pour construire les trois tensions en étoile alimentant les trois phases du moteur.

Pour une charge donnée, c'est le réglage de la tension continue U_0 qui permet de régler la vitesse de rotation du moteur.

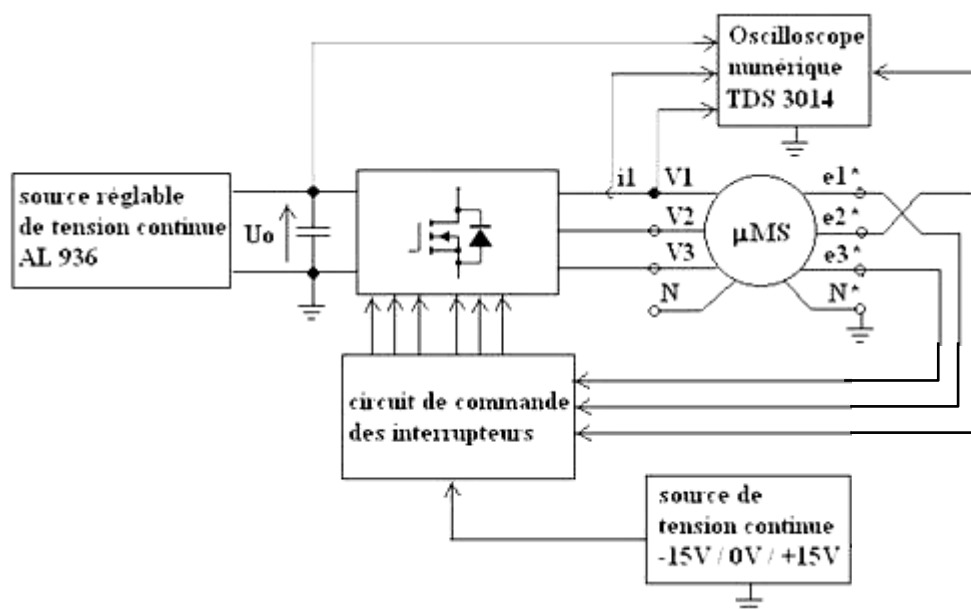


Fig. IV. 49. Schéma d'alimentation du moteur brushless pour l'autopilotage

Le schéma électronique et ses différents composants sont décrits en détail dans l'annexe D.

IV.2.5.2 Détermination des pertes mécaniques

Pour déterminer les pertes par frottements secs, visqueux et dus aux courants de Foucault dans le bobinage, on utilise la même méthode qu'utilisée dans le chapitre III (§.III.2.4.2.2.), c'est-à-dire l'étude de la décélération du rotor.

IV.2.5.2.1 Frottements secs et frottements visqueux

Le moteur est lancé comme une toupie avec de l'air comprimé, puis on relève sa courbe de décélération. La figure ci-dessous représente les mesures de vitesses du rotor ϕ 50 mm en décélération, pour des entrefers différents avec un stator non conducteur en vis-à-vis (donc sans pertes par courants de Foucault).

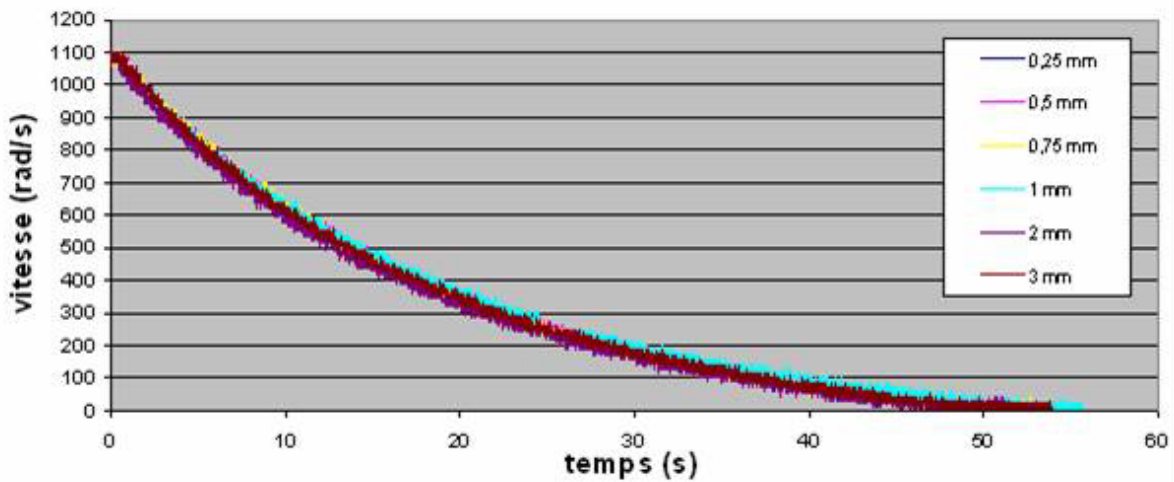


Fig. IV. 50. Décélération due aux pertes par frottements secs et visqueux (ϕ 50 mm)

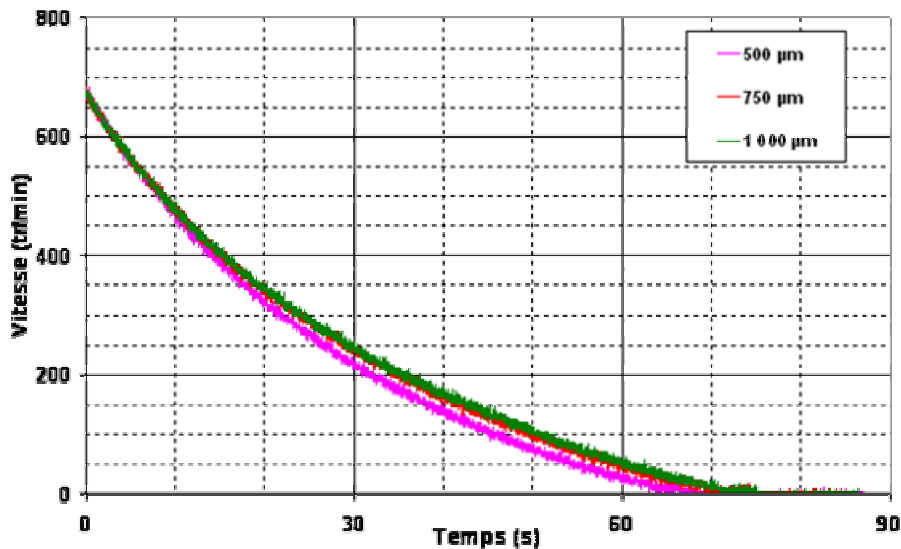


Fig. IV. 51. Courbes de décélération du rotor ϕ 70 mm

Toutes les courbes ont la même allure et sont pratiquement confondues. On peut en déduire qu'au-dessus de 250 μ m, l'entrefer ne joue peu ou pas sur le coefficient visqueux pour le moteur ϕ 50 mm.

De même, pour le moteur ϕ 70 mm, la variation de la pente à l'origine n'est pas flagrante aux entreferes considérés.

L'absence de stator conducteur permet d'avoir $\gamma = 0$ (cf éq. III.51).

Le coefficient de frottement visqueux est alors déterminé par (cf éq. III.56): $\beta = -\frac{J}{\tau}$

Au final, le couple de **frottements secs** peut être pris entre **10 et 15 $\mu\text{N.m}$** , et le coefficient de **frottements visqueux** entre **$12,6 \cdot 10^{-3}$ et $15,6 \cdot 10^{-3} \mu\text{N.m/tr/min}$** .

Concernant le moteur ϕ 70 mm, on n'observe qu'une très légère variation du coefficient de **frottements visqueux** en fonction de l'entrefer, entre **$36,7 \cdot 10^{-3}$ et $40 \cdot 10^{-3} \mu\text{N.m/tr/min}$** , et un couple de **frottements secs** entre **35 et 40 $\mu\text{N.m}$** .

Ces résultats sont en désaccord avec la modélisation des frottements visqueux puisqu'en théorie, ils devraient être inversement proportionnels à l'entrefer (cf Eq. III.46). Cependant, la plage de tests (entre 300 μm et 2 mm) n'est pas la plage où la variation du coefficient est la plus flagrante. Le graphique suivant montre les coefficients de frottements visqueux calculés et mesurés pour les deux moteurs.

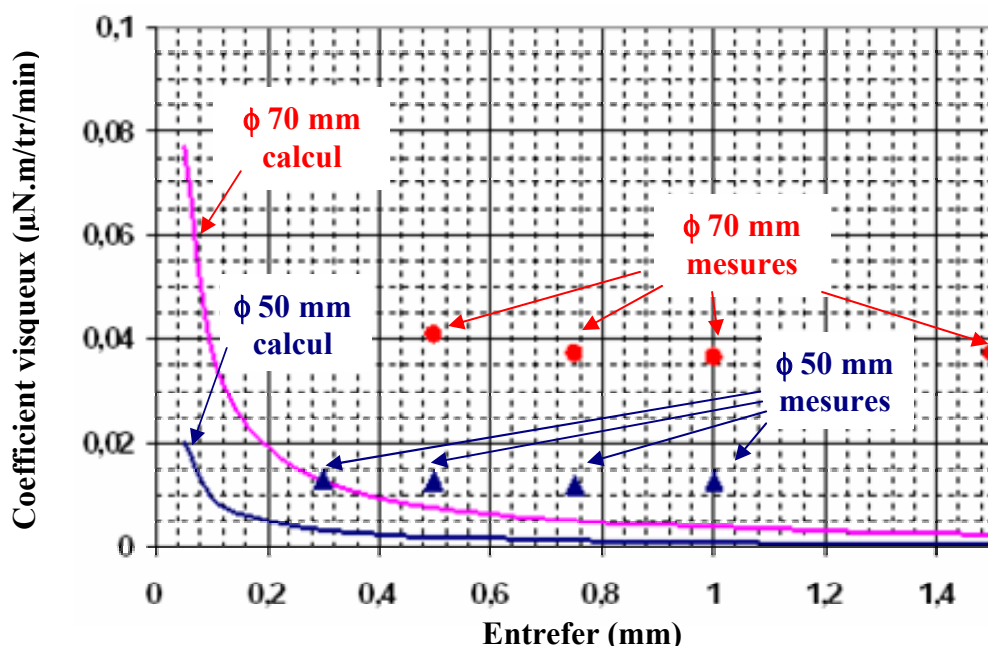


Fig. IV. 52. Coefficient visqueux calculé en fonction de l'entrefer

Les mesures sont très supérieures aux valeurs calculées, allant d'un facteur 3 pour les entreferes proches de 300 μm à des facteurs de 10 pour des entreferes supérieurs au millimètre.

Le modèle des frottements peut être remis en cause par ces résultats. L'hypothèse d'un fonctionnement du moteur dans un régime de fluide laminaire est pourtant vérifiée puisque les tests ont été effectués dans une zone où le nombre de Reynolds restait inférieur à 2000.

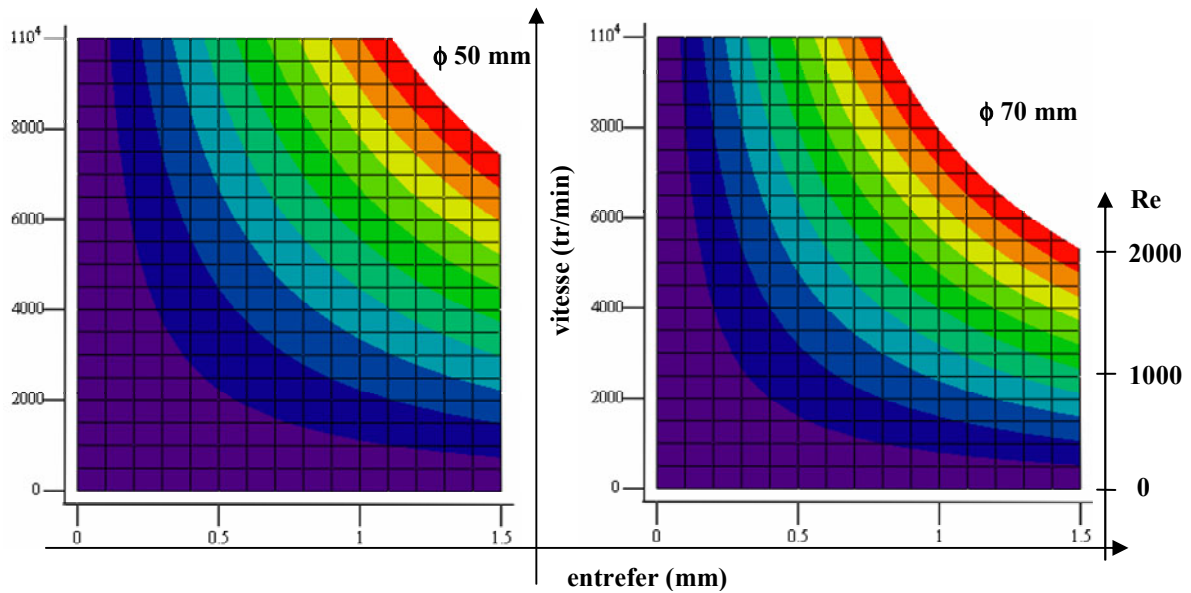


Fig. IV. 53. Nombre de Reynolds en fonction de l'entrefer et de la vitesse de rotation

Une hypothèse pour expliquer ces frottements supplémentaires est l'existence d'un autre couple de frottements visqueux, provenant de la friction dans les roulements à billes. La friction dans un roulement est un phénomène très complexe traité par des ouvrages spécialisés. Celle-ci est évaluée selon les principes de tribologie. En bref, la friction d'un roulement dépend principalement de la géométrie interne de celui-ci ainsi que du mode de lubrification utilisé. Elle peut être calculée à partir de tables et d'équations empiriques trouvées dans les catalogues de roulements, mais ces tables se limitent généralement aux roulements de tailles classiques. Nous voyons ici l'intérêt d'ouvrir cette étude à d'autres équipes de recherche spécialisées dans la mécanique de précision et les roulements sub-miniatures, pour nous aider à corriger notre modèle.

IV.2.5.2.2 Frottements dus aux courants de Foucault

En présence du stator conducteur, le facteur γ intervient. La figure suivante montre clairement l'influence des courants de Foucault en fonction de l'entrefer pour le moteur ϕ 50 mm.

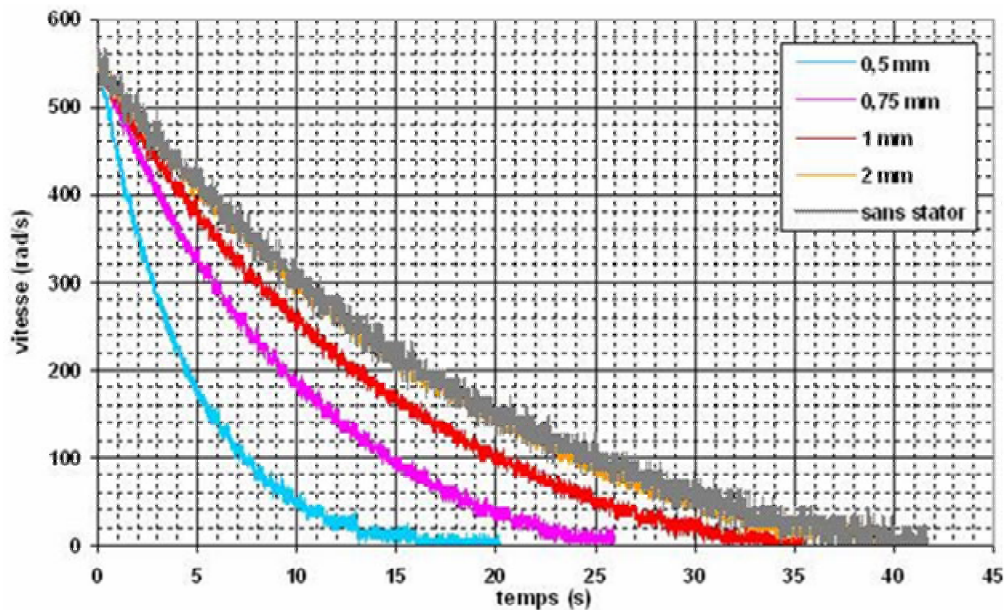


Fig. IV. 54. Mesure de l'Influence des courants de Foucault sur la décélération pour divers entrefers

On obtient le même type de courbes pour le moteur ϕ 70 mm.

On détermine les coefficients de frottements dus aux courants de Foucault en déterminant le $\gamma + \beta$ par l'interpolation exponentielle, puis on soustrait le coefficient de frottements visqueux expérimental précédemment trouvé pour obtenir γ . La figure suivante illustre les résultats expérimentaux obtenus par rapport aux résultats théoriques attendus.

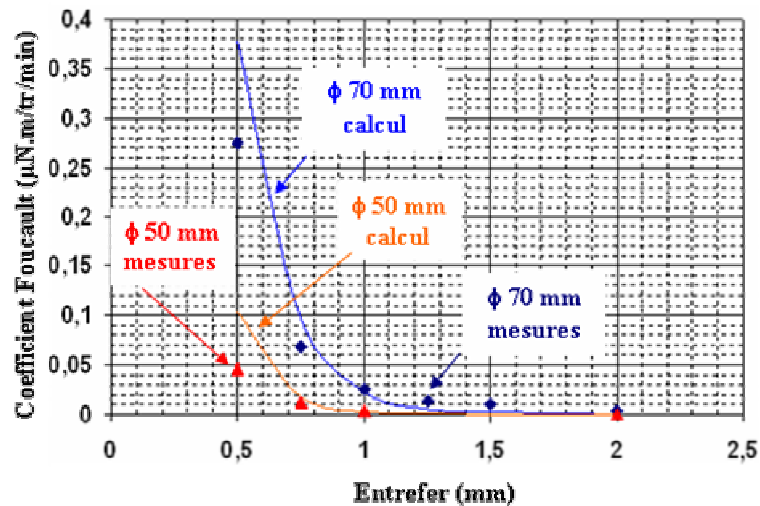


Fig. IV. 55. Coefficients de Foucault théoriques et expérimentaux

A première vue, on observe une très nette différence aux petits entrefers entre la théorie et la pratique qui met en doute la validation du modèle des pertes par courant de Foucault. Cependant, ces écarts peuvent correspondre à des écarts d'entrefer de l'ordre de 50 μm . En tenant compte de cela, on obtient un modèle proche des mesures.

Concernant le couple par frottement sec, il est constant en théorie, mais en pratique, il varie entre deux mesures. Par exemple, pour le moteur ϕ 70 mm, il varie de 30 à 80 $\mu\text{N.m}$. Pour le moteur ϕ 50 mm, il varie seulement de 10 à 14 $\mu\text{N.m}$, ce qui peut rentrer dans les incertitudes de mesure.

La figure suivante montre les pertes des modèles théoriques (avant et après considérations d'un couple visqueux supplémentaire) et celles du modèle expérimental pour différents entrefers, pour le moteur ϕ 70mm.

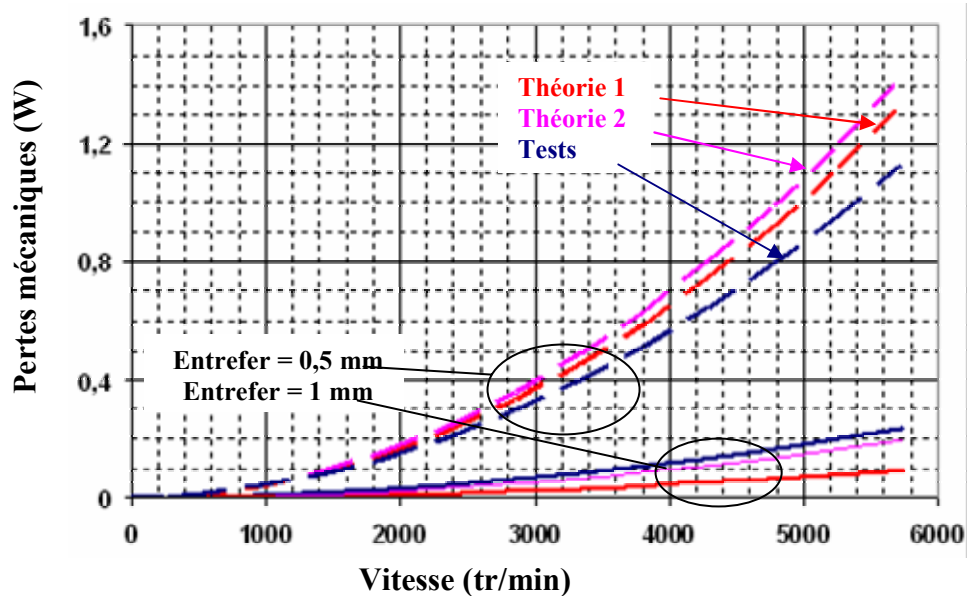


Fig. IV. 56. Pertes mécaniques calculées par la théorie et déduites des mesures expérimentales

L'écart entre les pertes théoriques et expérimentales augmente lorsque l'entrefer diminue. En effet, plus l'entrefer est faible, plus les pertes par courant de Foucault sont prédominantes par rapport aux pertes par frottements visqueux. Le modèle des pertes par courant de Foucault doit être revu ; cependant, comme la théorie surestime ces pertes, on peut espérer de meilleures performances pour le moteur que celles envisagées pour l'instant.

IV.2.5.2.3 Bilan des pertes mécaniques pour les deux moteurs

Le tableau suivant récapitule les différentes pertes mécaniques déterminées expérimentalement pour les deux moteurs à un entrefer de 500 μ m, ainsi que les résultats attendus théoriquement.

Pertes		Coefficients (μ N.m/tr/min)		Couple (μ N.m)				Puissance (mW)			
		Fouc.	Aéro.	Secs	Fouc.	Aéro.	Total	Secs	Fouc.	Aéro.	Total
ϕ 50 mm @ 4000 tr/min	Mesures	$46 \cdot 10^{-3}$	$21 \cdot 10^{-3}$	11	184	88	283	5	77	27	109
	Calcul	$92 \cdot 10^{-3}$	$2,1 \cdot 10^{-3}$	0	368	9	377	0	154	4	158
ϕ 70 mm @ 3000 tr/min	Mesure	$274 \cdot 10^{-3}$	$41 \cdot 10^{-3}$	40	822	163	1025	13	258	51	322
	Calcul	$378 \cdot 10^{-3}$	$9 \cdot 10^{-3}$	0	1134	27	1161	0	356	8	364

Tab. IV. 9. Pertes par frottements dans les deux moteurs à 500 μ m

IV.2.5.3 Détermination du rendement du moteur

Les deux moteurs sont couplés l'un à l'autre, et lorsque l'un sera en mode moteur, l'autre sera en mode générateur et créera un couple résistant. Le montage du banc pour le moteur ϕ 50 mm est illustré sur la figure suivante. L'entrefer est fixé à 500 μ m pour toute la durée des tests.

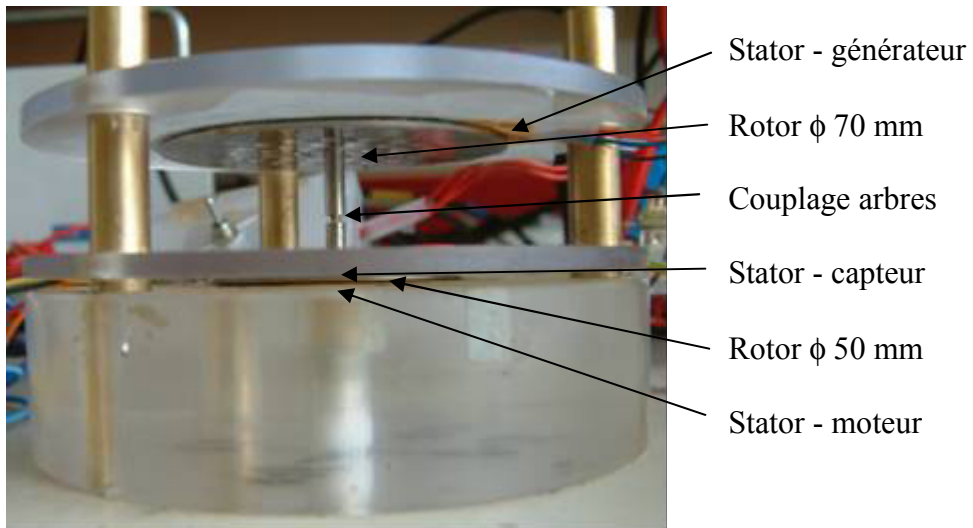


Fig. IV. 57. Couplage des deux moteurs pour les essais en charge à entrefer 500 μ m

Le schéma électrique équivalent est décrit ci-dessous:

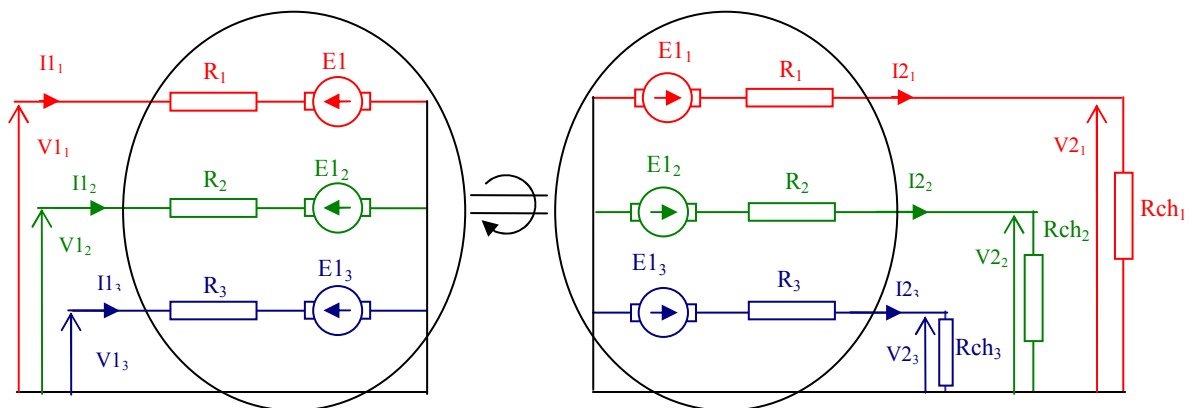


Fig. IV. 58. Schéma électrique des tests en charge

A partir de l'arbre de puissance de cet ensemble (Fig. IV. 59), on détermine un protocole de mesures pour obtenir toutes les données à entrefer fixe.

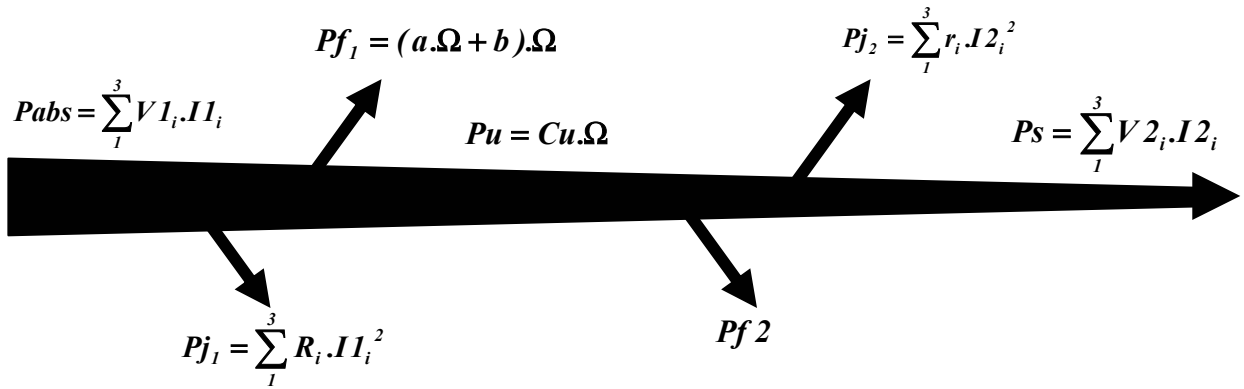


Fig. IV. 59. Arbre des puissances

Ce protocole est décrit dans le tableau suivant :

Configuration	Grandeurs mesurées	Grandeurs calculées
Moteur ϕ 50 mm (mode générateur à vide)	$E1_i, \Omega_i$	$k1_{\Omega_i}$
Moteur ϕ 50 mm (mode moteur)	$V1_i, I1_i, \Omega_i, V1_i, I1_i$	$E1_i, P_{abs}, R_i, P_{j1}, a, b, P_{fl}$
Moteur ϕ 50 mm (mode moteur) + Moteur ϕ 70 mm (mode générateur à vide)	$V1_i, I1_i, \Omega_i, V1_i, I1_i, E2_i$	$E1_i, P_{abs}, R_i, P_{j1}, P_{fl}, P_{f2}, k2_{\Omega_i}, P_u, C_u, \eta$
Moteur ϕ 50 mm (mode moteur) + Moteur ϕ 70 mm (mode générateur en court-circuit)	$V1_i, I1_i, \Omega_i, V1_i, I1_i, I2_{cc_i}$	$E1_i, P_{abs}, R_i, P_{j1}, P_{fl}, P_{f2}, r_i, P_{j2}, P_u, C_u, \eta$
Moteur ϕ 50 mm (mode moteur) + Moteur ϕ 70 mm (mode générateur sur charge résistive)	$V1_i, I1_i, \Omega_i, V1_i, I1_i, V2_i, I2_i$	$E1_i, P_{abs}, R_i, P_{j1}, P_{fl}, P_{f2}, r_i, P_{j2}, P_u, C_u, \eta$

Tab. IV. 10. Protocole de mesures des différents tests

Les grandeurs $V1_i, I1_i, V2_i$ et $I2_i$ sont des grandeurs efficaces mesurées en moyennant le signal sur plusieurs périodes pour avoir une mesure propre. Les grandeurs $V1_i \times I1_i$ et $V2_i \times I2_i$ sont les puissances moyennes calculées par l'oscilloscope.

La figure suivante représente une phase d'alimentation, le courant traversant cette phase et la tension de fém du stator utilisé comme capteur. Le courant et la tension sont parfaitement en phase grâce à l'autopilotage. Le moteur tourne à 1186 tr/min

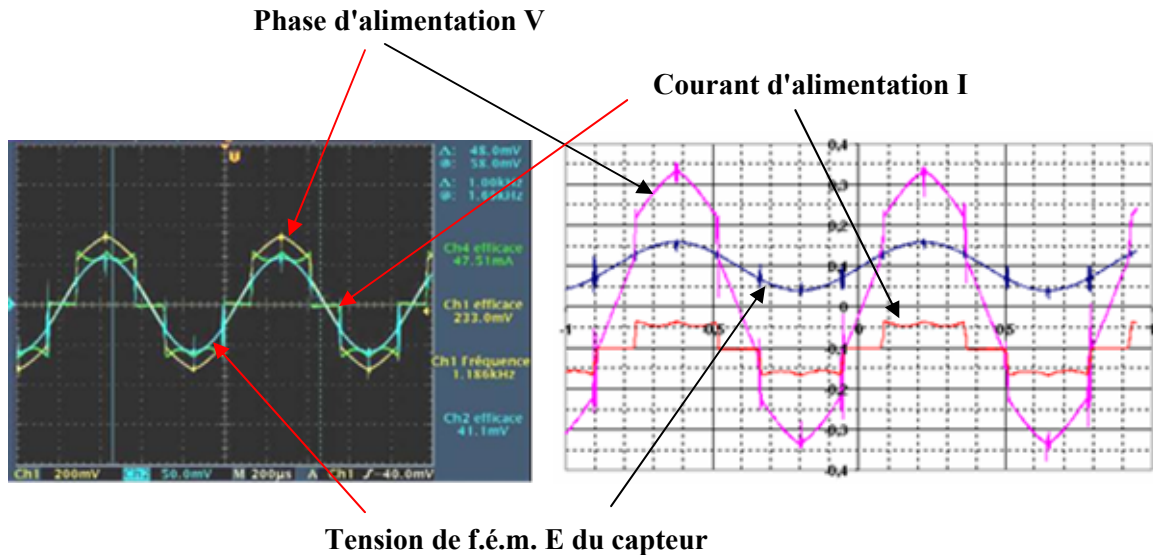


Fig. IV. 60. Visualisation d'une phase du moteur (tension et courant) et d'une phase du capteur (fém)

Les résultats présentés ci-dessous concernent le moteur ϕ 50 mm en mode moteur couplé au moteur ϕ 70 mm fonctionnant en charge.

IV.2.5.3.1 Tests sur le moteur ϕ 50 mm seul

Lorsque le moteur tourne seul, la puissance utile est nulle et toute la puissance absorbée par le moteur sert à compenser les pertes Joule et les pertes par frottements visqueux et par courant de Foucault:

$$3.V.I = 3.r.I^2 + C_{frot}.\Omega \quad (IV. 5)$$

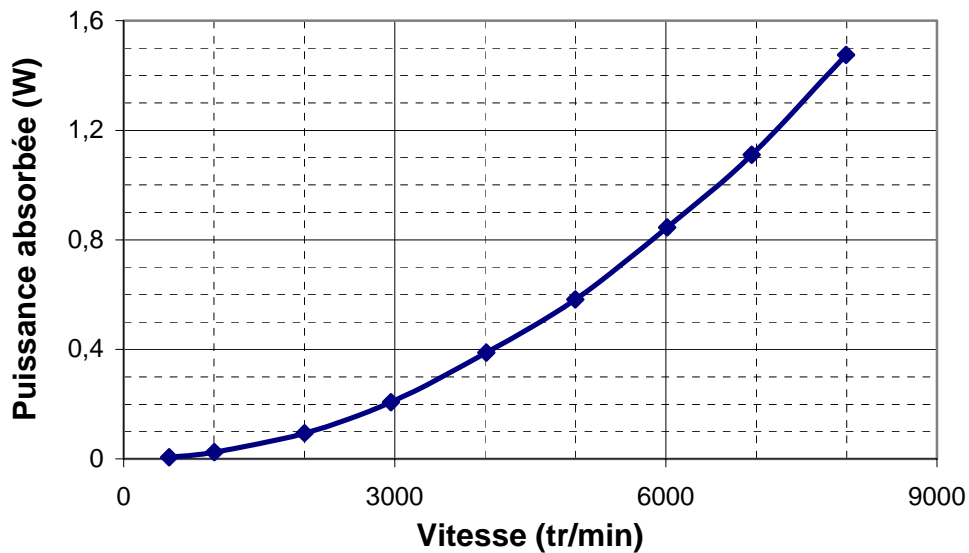


Fig. IV. 61. Puissance absorbée par le stator lorsque le moteur ϕ 50 mm tourne à vide

Pour chaque point, on calcule E et r à partir des mesures de V, I et N.

On détermine ainsi la constante de fém:

$$E = 0,141.N \quad (IV. 6)$$

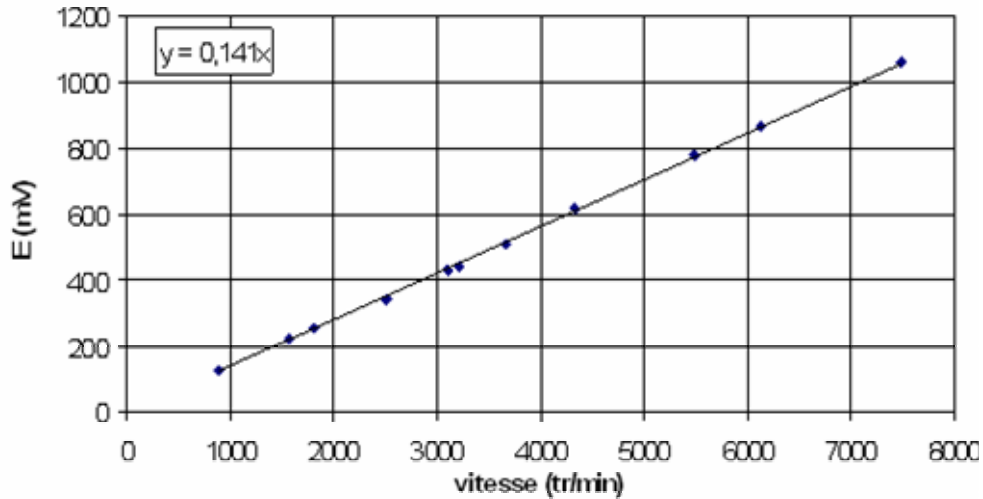


Fig. IV. 62. Détermination de la constante de fém (mV/tr/min)

Cette constante issue des mesures équivaut à un entrefer théorique de 480 μm . Nous utiliserons cette valeur pour toute comparaison à la théorie.

Concernant la résistance, elle est recalculée pour prendre en considération son échauffement pendant les tests.

On déduit la variation des pertes Joule en fonction de la vitesse. La différence avec la puissance absorbée donne les pertes par frottements visqueux et par courants de Foucault.

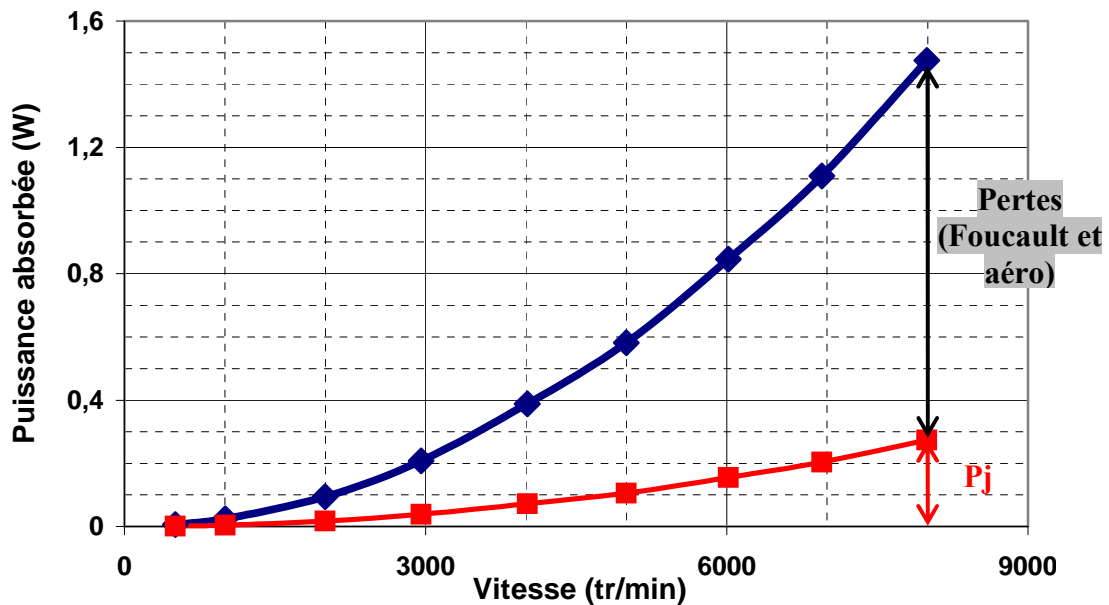


Fig. IV. 63. Détermination des pertes par frottements visqueux et par courants de Foucault

On en déduit la variation du couple des pertes en fonction de la vitesse :

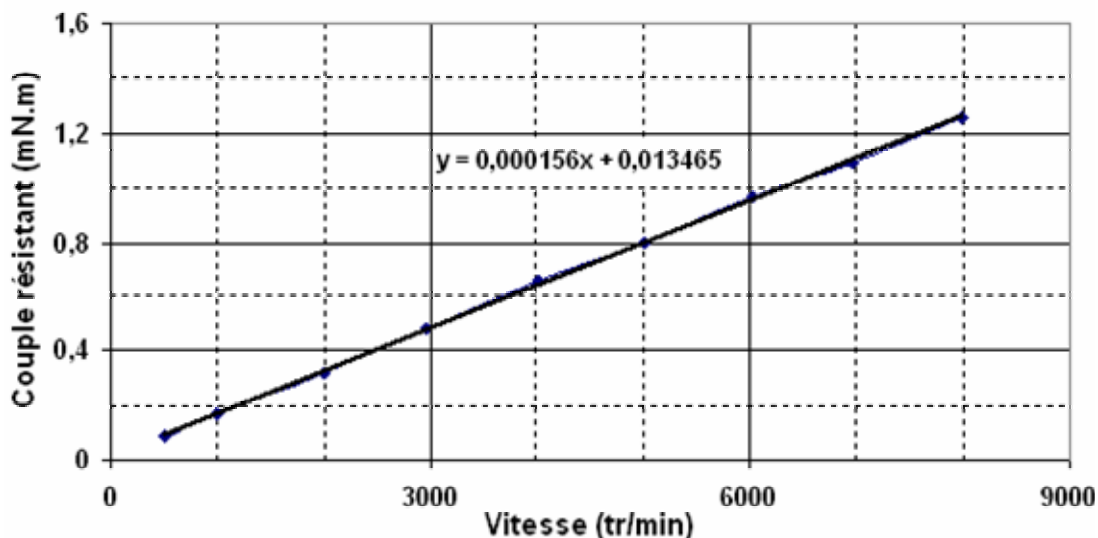


Fig. IV. 64. Détermination du couple de frottement

Le couple de frottements secs vaut $13 \mu\text{N.m}$, et le coefficient comprenant les pertes par courant de Foucault et les pertes aérodynamiques vaut $0,156 \mu\text{N.m/tr/min}$. Or, le coefficient expérimental trouvé dans l'étude des pertes (§ IV.2.3.2.) était $0,067 \mu\text{N.m/tr/min}$, alors que le coefficient théorique est $0,092 \mu\text{N.m/tr/min}$. Ceci s'explique par le fait que le stator utilisé comme capteur est assez proche du rotor et que donc le coefficient expérimental correspond aux pertes pour deux stators. L'entrefer entre le second stator et le rotor est proche de $500 \mu\text{m}$, ce qui donnerait un coefficient de pertes par stator de $0.078 \mu\text{N.m/tr/min}$ (la moitié du coefficient trouvé). Dorénavant, on utilisera cette valeur pour calculer les pertes par frottement d'un stator et estimer le rendement du moteur.

Le tableau suivant répertorie les grandeurs efficaces mesurées pour un stator à 4000 tr/min et comparées à la théorie dans le cas où la puissance utile est nulle :

	N (tr/min)	R (Ω)	P _{abs} (W)	P _j (W)	P _{frot1} (W)
Mesure	4013	0,9	0,22	0,07	0,15
Calcul	4013	0,91	0,30	0,06	0,16

Tab. IV. 11. Données mesurées pour le moteur $\phi 50 \text{ mm}$ tournant à vide

Tous les paramètres du moteur $\phi 50 \text{ mm}$ sont connus, il est donc possible d'estimer son futur rendement en fonction de sa vitesse de rotation et de la puissance mécanique totale du moteur (= le double de la puissance utile fournie par un seul stator). En effet, le rendement peut se définir soit comme le rapport de la puissance mécanique sur la puissance absorbée des deux stators ou soit comme la moitié de la puissance mécanique sur la puissance absorbée d'un stator :

$$\eta = \frac{P_{\text{méca}}/2}{P_{\text{méca}}/2 + P_{\text{frot}} + 3.R.I^2} \quad (\text{IV. 7})$$

avec $P_{méca}/2$ la puissance utile fournie par un stator et le rotor, et P_{frot} les pertes par frottements du à un seul stator, données par l'éq. III.52.

De plus, le courant peut être exprimé en fonction de $P_{méca}$:

$$I = \frac{Cu + C_{frot}}{3.k_N \cdot \frac{60}{2\pi}} = \left(\frac{P_{méca}}{2.\Omega} + (\gamma + \beta).\Omega + \alpha \right) \cdot \frac{\pi}{90.k_N} \quad (\text{IV. 8})$$

En remplaçant IV.8 dans IV.7, on obtient comme équation finale du rendement :

$$\eta = \frac{P_{méca}/2}{P_{méca}/2 + (\gamma + \beta).\Omega + \alpha.\Omega + 3.R.\left(\left(\frac{P_{méca}}{2.\Omega} + (\gamma + \beta).\Omega + \alpha\right) \cdot \frac{\pi}{90.k_N}\right)^2} \quad (\text{IV. 9})$$

La figure suivante représente le rendement attendu en fonction de la vitesse de rotation et de la puissance mécanique pour les valeurs $\gamma+\beta$ (0,078 $\mu\text{N.m/tr/min}$), α (13 $\mu\text{N.m}$), k_N (0,141 $\mu\text{V/tr/min}$) et r (0,9 Ω) déterminées expérimentalement d'une part, et les valeurs $\gamma+\beta$ (0,092 $\mu\text{N.m/tr/min}$), α (0 $\mu\text{N.m}$), k_N (0,131 $\mu\text{V/trs/min}$) et r (0,91 Ω) déterminées par la modélisation.

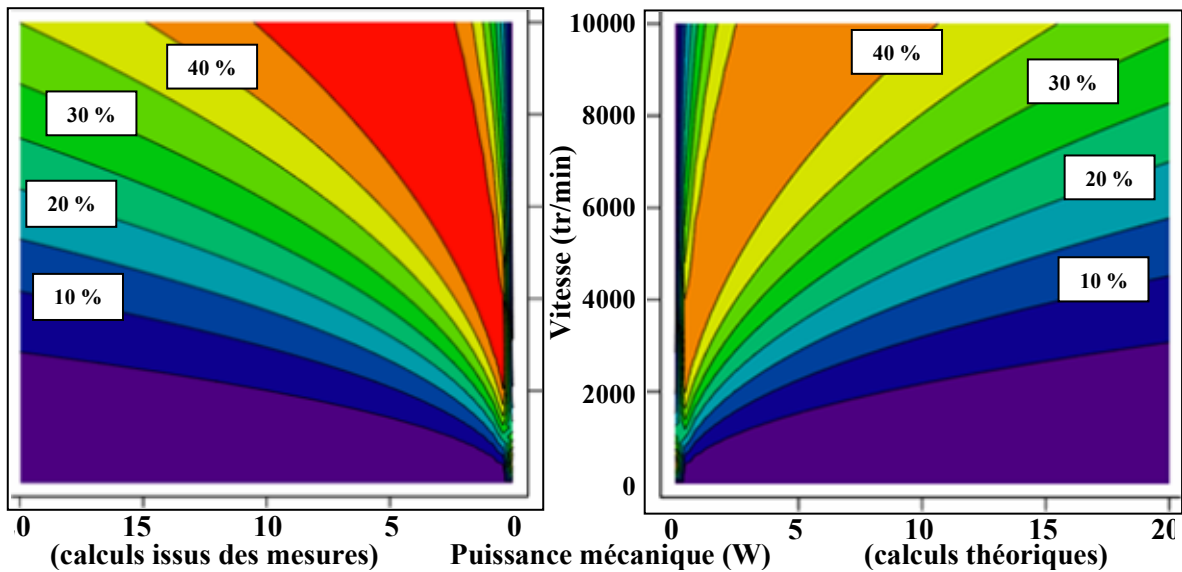


Fig. IV. 65. Rendement estimé par les tests (à gauche) et par la théorie (à droite), entrefer de 0,5 mm

Le rendement extrapolé à partir des mesures est légèrement meilleur que celui calculé par le modèle à vitesse et puissance égales. Cependant, il convient de vérifier cette extrapolation par des tests à plus forte puissance en couplant le moteur à une charge.

IV.2.5.3.2 Moteur ϕ 50 mm couplé au moteur ϕ 70 mm à vide

Le couplage des deux moteurs entraîne de légères variations d'entrefer lors du montage qui nécessite une nouvelle mesure de la constante de fém. Elle est désormais de 0,15 mV/tr/min, soit 0,009 mV/tr/min de plus, ce qui correspond à une modification d'entrefer d'à peine 10 μm . De plus, comme

le second stator absorbe de la puissance mécanique, on considère cette puissance P_{frotS2} comme utile et non pas comme des pertes du premier stator.

Cet essai permet de déterminer les pertes par frottements du moteur ϕ 70 mm :

$$P_u = 3.V.I.I - P_{j1} - P_{\text{frot1}} \quad (\text{IV. 10})$$

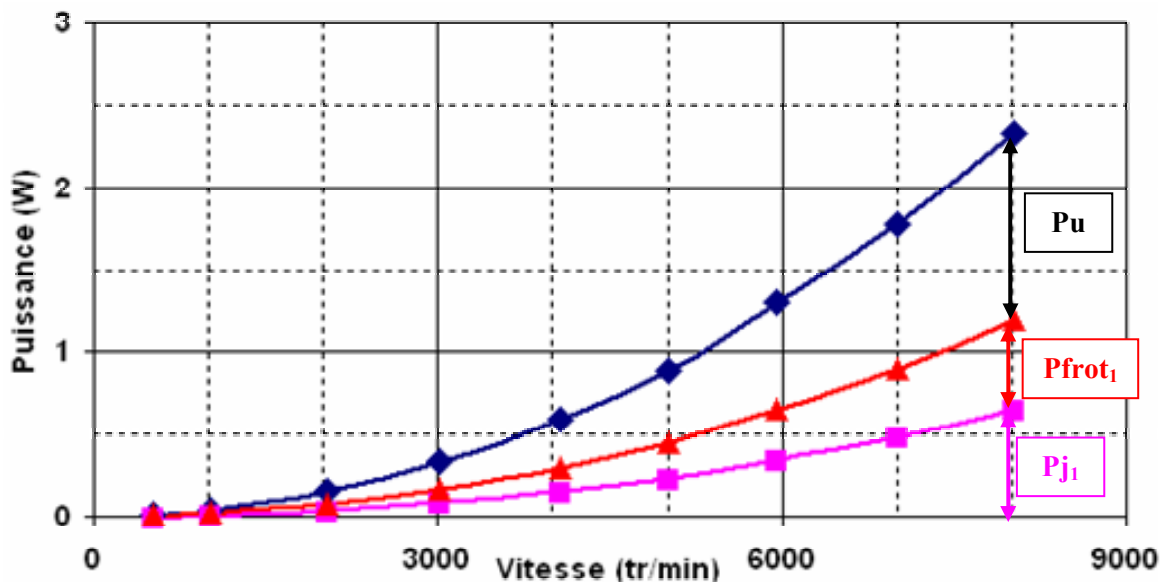


Fig. IV. 66. Répartition des pertes à vide

Le couple de frottements secs pour le moteur ϕ 70 mm est estimé à $5,77 \mu\text{N.m}$ et le coefficient des autres pertes à $0,094 \mu\text{N.m/tr/min}$. En fonction de la vitesse de rotation, et de la tension de fém à vide du moteur ϕ 70 mm, on détermine une constante de tension de fém égale à $0,014 \text{ mV/tr/min}$, ce qui équivaut à un entrefer théorique de $1,55 \text{ mm}$ (valeur extrême dans ces conditions de test mais pas représentative). Cet entrefer peut être diminué mais les soudures des fils de connexions sont proches de la périphérie du rotor, et comme le stator ϕ 70 mm est orienté vers la face supérieure du rotor ϕ 70 mm, il subit la loi de la gravité qui tend à le décoller du substrat et augmenter encore plus les risques de frottements entre le rotor et le stator.

Du point de vue du moteur ϕ 50 mm, les pertes par frottements du second moteur sont considérées comme une puissance utile. Le rendement du moteur est 50 % pour une puissance utile de 300 mW (puissance mécanique totale de 600 mW) à 4060 tr/min.

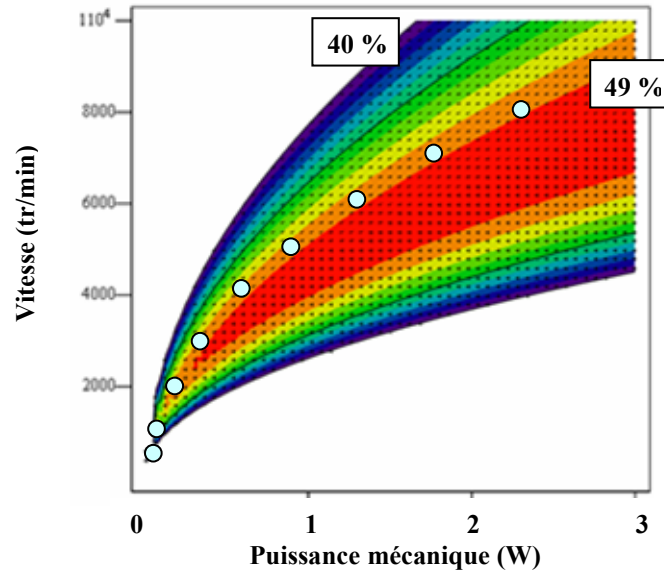


Fig. IV. 67. Rendement du moteur ϕ 50 mm pour une charge donnée et courbe expérimentale à 500 μ m (points bleus)

Il faut augmenter la puissance utile à vitesse constante pour augmenter le rendement, donc il faut augmenter la charge du moteur. Pour une vitesse de 4000 tr/min, le meilleur rendement théorique (50 %) sera atteint pour une charge de 0,43 W (0,86 W de puissance mécanique totale).

Le tableau suivant répertorie les grandeurs efficaces mesurées à 4000 tr/min et comparées à la théorie dans le cas où la puissance utile est 300 mW :

	N (tr/min)	E (mV)	P _{abs} (W)	P _j (W)	P _{frot1} (W)	P _u (W)	η (%)
Mesure	4060	609	0,60	0,16	0,14	0,30	50
Calcul	4060	532	0,676	0,221	0,165	0,29	42,9

Tab. IV. 12. Données mesurées pour le moteur ϕ 50 mm entraînant le moteur ϕ 70 mm à vide

IV.2.5.3.3 Moteur ϕ 70 mm en court-circuit

La puissance absorbée par le moteur ϕ 50 mm est décomposée comme suit :

$$P_{abs} = P_{j1} + P_{frot1} + P_{frot2} + 3 * r.I2cc^2$$

L'essai en court-circuit permet de déterminer la résistance interne $r = \frac{E2}{I2cc}$ du stator ϕ 70 mm,

estimée à 0,85 Ω , et constitue un nouvel essai en charge pour le moteur ϕ 50 mm. Par rapport à l'essai à vide, les pertes par frottements dans ϕ 50 mm et ϕ 70 mm sont identiques, seules les pertes Joule varient (Fig. IV. 68). A 4000 tr/min, elles sont de 11,2 mW dans le moteur ϕ 70 mm.

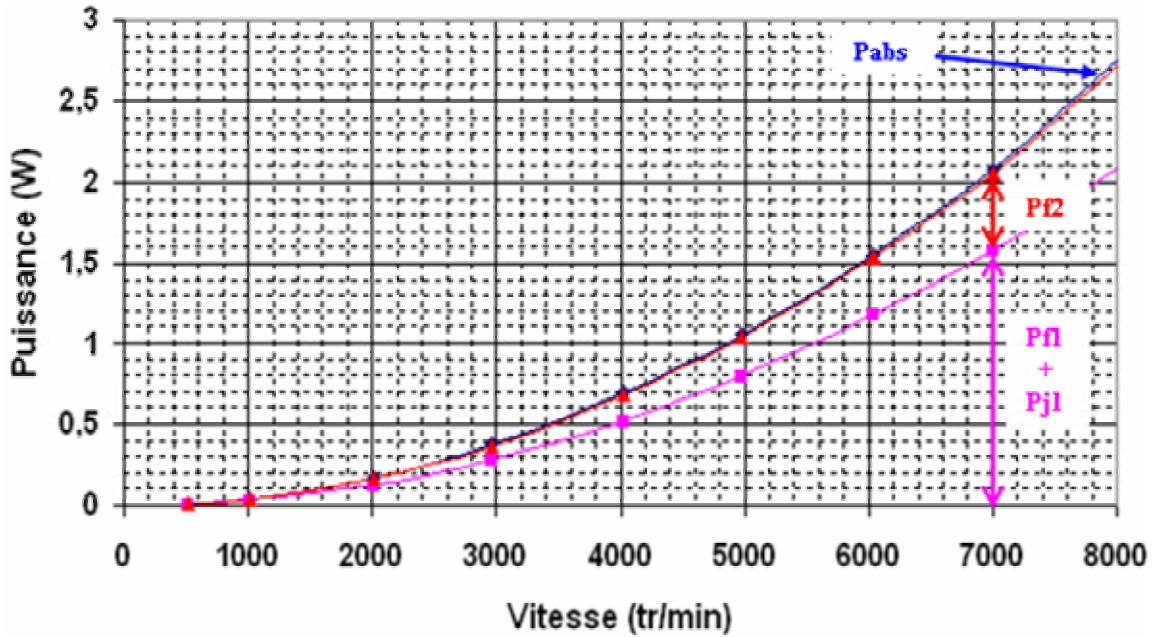


Fig. IV. 68. Essai en court-circuit

L'essai en court-circuit ne crée pas un couple utile suffisant pour observer une variation significative de la puissance utile entre cet essai et l'essai à vide, et surtout ne permet d'atteindre de fortes puissances mécaniques. Pour remédier à ce problème, le stator ϕ 70 mm est relié à un montage électronique à "résistance négative" qui, à vitesse de rotation égale, va augmenter le courant de lignes en diminuant la résistance de phase (Annexe E), et va permettre ainsi d'augmenter le couple résistant.

En effet, à 4000 tr/min, la tension de fém créée dans une phase du stator ϕ 70 mm est constante et vaut 57,2 mV. Elle s'écrit aussi: $E = (r + R_e).I$ avec R_e la résistance de charge du générateur ϕ 70 mm.

$$\text{Les pertes Joule deviennent alors : } P_J = 3.(r + R_e).I^2 = \frac{3.E^2}{r + R_e}.$$

La figure suivante représente l'évolution des pertes Joule en fonction de la résistance de charge pour une vitesse de 4000 tr/min, et un entrefer donné.

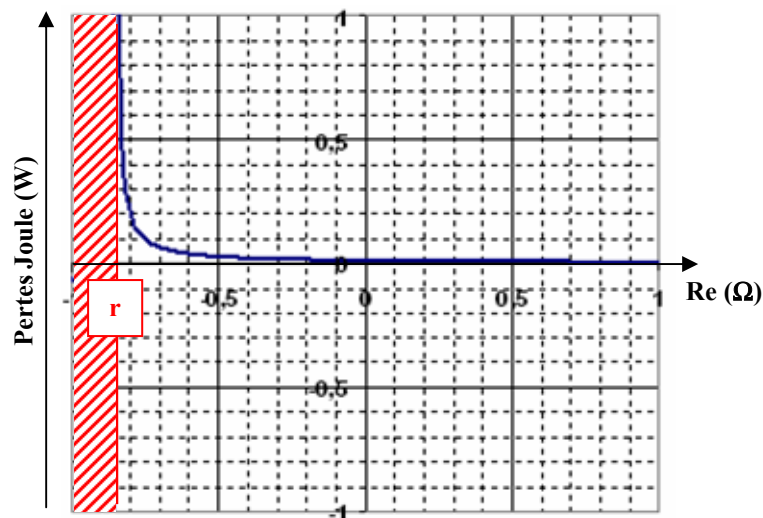


Fig. IV. 69. Evolution des pertes Joule en fonction de la résistance de charge

Pour des pertes Joule de 210 mW et une résistance interne de 0,85 Ω, il faut une résistance négative de -0,80 Ω. Mais cela nécessite un courant de phase de 1,1 A. Une solution plus simple est de diminuer l'entrefer du moteur φ 70 mm, ce qui augmentera la tension de fém et donc les pertes Joule. Mais il y a toujours ce problème de soudures trop proches du bord.

Le tableau suivant répertorie les grandeurs efficaces mesurées à 4000 tr/min et comparées à la théorie dans le cas où la puissance utile est 300 mW:

	N (tr/min)	E (mV)	Pabs (W)	Pj (W)	P _{frot1} (W)	Pu (W)	η (%)
Mesure	4023	604	0,61	0,17	0,14	0,30	49,9
Calcul	4023	527	0,69	0,23	0,16	0,30	43,5

Tab. IV. 13. Données mesurées pour le moteur φ 50 mm entraînant le moteur φ 70 mm en court-circuit

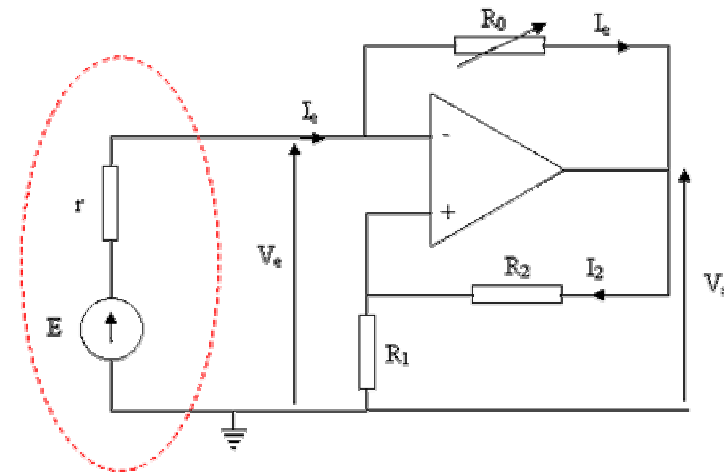
IV.2.5.3.4 Moteur φ 70 mm débitant dans une résistance négative

La résistance négative est définie par : $R_e = -\frac{R_1}{R_2} \cdot R_0$ (Fig. IV. 70).

Les résistances R1 et R2 sont fixées respectivement à 1 Ω et 10 Ω, alors que R0 prend trois valeurs (6,8 Ω, 8,2 Ω et 9,1 Ω). En effet, la résistance interne est recalculée à chaque test en raison d'éventuelles modifications du montage et pour l'essai en charge, elle est fixée à 0,97 Ω +/- 0,01 Ω.

La puissance absorbée par le moteur φ 50 mm est décomposée comme suit :

$$P_{abs} = P_{j1} + P_{f1} + P_{f2} + 3 * (r + R_e) \cdot I_2^2$$



Phase du stator φ 70 mm

Fig. IV. 70. Montage en résistance négative

La figure suivante représente les différentes puissances absorbées par le moteur φ 50 mm en fonction des différentes charges.

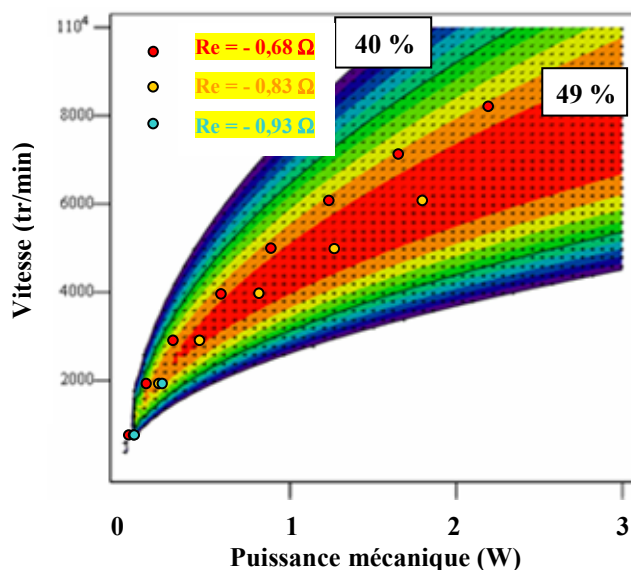


Fig. IV. 71. Rendement en fonction de la résistance négative

Les tests sont pour l'instant limités à un courant de 500 mA dans le montage en résistance négative à cause de la dissipation thermique trop élevée dans les résistances R0 et R2. Ces problèmes sont en train d'être résolus pour pouvoir explorer totalement la plage de rendement et pour terminer les tests concernant le moteur ϕ 70 mm.

De plus, ce montage nécessite d'énormes précautions dans le choix des résistances. Il faut que pour les 3 phases, les tolérances sur chacune soient très faibles. En effet, l'erreur relative sur Re s'écrit :

$$\frac{\Delta Re}{Re} = \frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_0}{R_0} \quad (\text{IV. 11})$$

Une incertitude relative de 5 % sur chacune des résistances entraîne une incertitude relative de 15 % sur Re, soit une erreur absolue de 0,14 Ω pour Re = 0,91 Ω ! Ceci peut créer des courants très forts dans les résistances et les endommager.

Le tableau suivant répertorie les grandeurs efficaces mesurées à 4000 tr/min pour différentes résistances négatives et calculées dans le cas où la puissance utile est 350 mW avec la résistance initiale et avec cette valeur de résistance corrigée:

	Re (Ω)	N (tr/min)	E (mV)	Pabs (W)	Pj (W)	P _{frot1} (W)	Pu (W)	η (%)
<i>Mesure</i>	0,67	3990	587	0,64	0,18	0,14	0,32	50,2
	0,82	4004	588	0,70	0,21	0,14	0,36	50,7
Calcul	0,82	4004	525	0,796	0,286	0,16	//	44,0

Tab. IV. 14. Données mesurées pour le moteur ϕ 50 mm entraînant le moteur ϕ 70 mm en charge

IV.2.6 Etude thermique

Le principal facteur qui limite le rendement du moteur est l'échauffement des conducteurs qui augmente la résistance. Celui-ci a fait l'objet d'une étude par l'intermédiaire d'une caméra à thermographie infra-rouge.

IV.2.6.1.1 Principe général de la thermographie infra-rouge

Tout objet émet du rayonnement infrarouge. L'intensité d'émission dépend de deux facteurs, la température et la capacité à émettre appelée émissivité ($0 < \epsilon < 1$). Plus l'objet est chaud, plus le rayonnement émis est intense. Pourtant, tant que la température est inférieure à environ 525 °C, notre œil ne détecte rien. Une caméra de thermographie infrarouge peut voir la chaleur à des températures bien inférieures à cette limite, mais attention :

***Une telle caméra permet l'acquisition d'une image « thermique »
mais pas d'une image de température.***

Avant tout, la thermographie donne une image qualitative de la répartition des rayonnements émis. C'est aussi une technique qui permet de quantifier la température, après un étalonnage.

Le signal d'une caméra de thermographie n'est pas exclusivement dépendant du rayonnement émis par un corps mais également d'une certaine proportion réfléchi en provenance de l'environnement. La mesure s'effectuant à une certaine distance, le rayonnement traverse l'atmosphère. Or cette dernière n'est pas complètement transparente ; la transmission n'est pas totale. L'atmosphère va donc également influencer le signal. A la fin, sur la caméra, le signal passe au travers d'un dispositif optique focalisant (l'objectif), avant de frapper le capteur de rayonnement infrarouge (le détecteur). Celui-ci transforme le rayonnement incident absorbé en un signal électrique, qui est ensuite affiché comme une image vidéo visible, le thermogramme. Le processus peut être résumé comme suit :

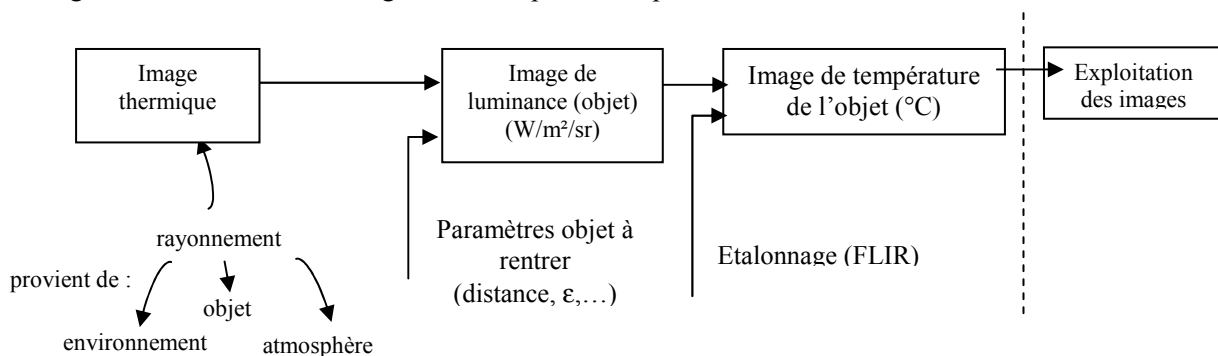


Fig. IV. 72. Processus de mesure

Les images étant une représentation de la luminance, il est important de connaître l'émissivité de chaque objet pour pouvoir les comparer en température : ***deux objets peuvent avoir la même couleur à l'écran (même luminance) mais ne pas avoir la même température.***

IV.2.6.1.2 Traitement des images

Les images thermiques ont une définition de 320 points par ligne sur 240 lignes, soit 76800 points. Chaque point correspond à un rayonnement mesuré, traduisible en flux de chaleur. Cette traduction s'effectue en rentrant les différents paramètres de l'objet dans le logiciel (distance, température ambiante, émissivité de l'objet).

La difficulté principale réside dans l'évaluation de l'émissivité de l'objet pour interpréter le flux de chaleur et avoir la température correcte de l'objet.

Une méthode consiste à peindre une partie de l'objet dont on veut déterminer l'émissivité par une peinture noire dont l'émissivité est connue ($\epsilon \approx 0,95$), et qui est à même température après échauffement que la partie à estimer. Ensuite, on utilise une option du logiciel qui calcule automatiquement l'émissivité en fonction de la température qu'on lui donne (celle de la partie noircie), et de la luminance mesurée.

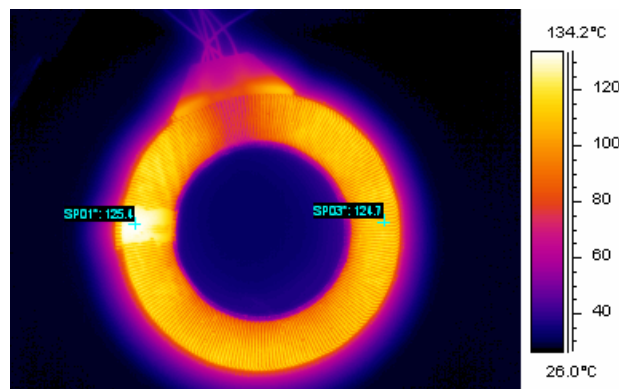


Fig. IV. 73. Image thermique d'un stator Φ 70 mm

IV.2.6.1.3 Etude théorique

Les tests sont réalisés sur des stators à l'air libre sans contact avec une autre surface (pas de conduction) et sans rotor (pas de convection forcée). On s'intéresse à l'écart $\theta(t) - \theta_0$ de la température $\theta(t)$ à l'instant t par rapport à la température ambiante θ_0 .

Equation générale :

On effectue le bilan thermique au niveau du corps étudié, pendant l'intervalle de temps dt au voisinage de l'instant t. On dispose de :

- $P \cdot dt$, énergie électrique fournie par effet Joule dans la résistance (pendant l'échauffement seulement ; pendant le refroidissement $P = 0$)
- $\phi \cdot dt$, énergie dissipée vers l'extérieur par convection. On considère les deux autres processus de dissipation de l'énergie (conduction et rayonnement) comme négligeables devant la convection.

- $m.c.d\theta$, énergie utilisée à échauffer le corps (« chaleur sensible »), avec $c = 390 \text{ J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$ pour le cuivre.

D'où le bilan instantané, à l'instant t : $P.dt = \phi.dt + m.c.d\theta$, ou $P = \phi + m.c.\frac{d\theta}{dt}$.

Pour simplifier, on prendra pour la dissipation de l'énergie le seul phénomène de convection dont la puissance dissipée est : $\phi = h.S.(\theta(t) - \theta_0)$, loi de Newton, avec h coefficient d'échanges superficiels qui dépend fortement de l'environnement ambiant.

Echauffement (P>0) :

On a : $P = hS(\theta - \theta_0) + mc \frac{d\theta}{dt}$; on pose : $\tau = \frac{mc}{hS}$. D'où, $\frac{P}{hS} + \theta_0 = \theta + \tau \frac{d\theta}{dt}$.

La résolution de cette équation différentielle donne, en prenant comme condition initiale $\theta(0) = \theta_0$ et pour valeur maximale θ_m :

$$\theta(t) - \theta_0 = (\theta_m - \theta_0) \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

Refroidissement (P=0) :

Puisque $P = 0$, on a : $hS(\theta - \theta_0) + mc \frac{d\theta}{dt} = 0$. On en déduit : $\theta(t) - \theta_0 = (\theta_m - \theta_0) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$.

IV.2.6.1.4 Mesures

Le stator $\Phi 50 \text{ mm}$ a été alimenté jusqu'à 1,1 A pour une élévation de température de 150 °C, et le stator $\Phi 70 \text{ mm}$ jusqu'à 1,8 A pour une élévation de température similaire (Fig. IV. 74).

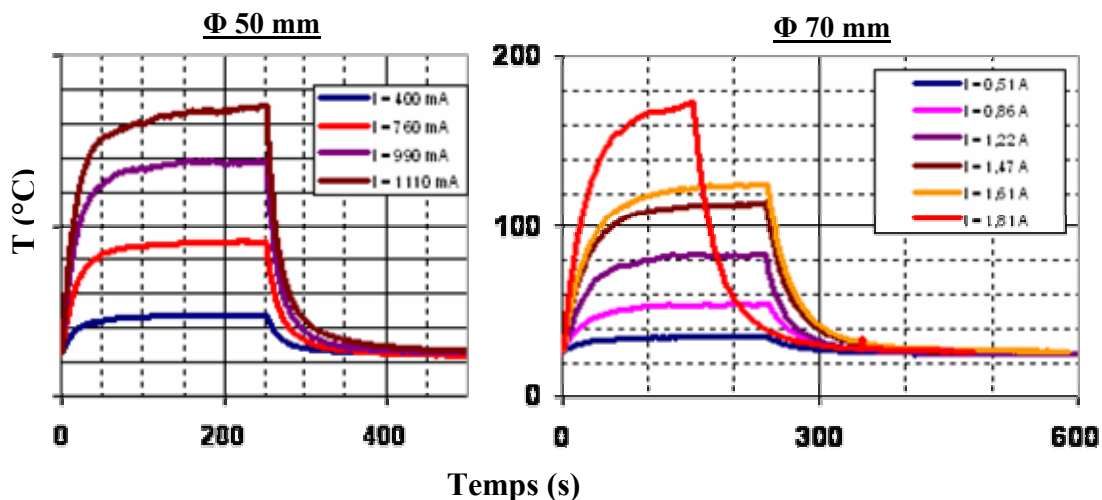


Fig. IV. 74. Echauffement - refroidissement à partir de mesures thermographiques

Une interpolation exponentielle des courbes de mesures permet de déterminer la constante thermique des stators (Tab. IV. 15).

Φ 50 mm		Φ 70 mm	
Montée (s)	Descente (s)	Montée (s)	Descente (s)
21 - 23	19 - 21	30 - 33	30 - 34

Tab. IV. 15. Constantes thermiques

En théorie, elle dépend de la masse de cuivre, de la surface d'échange, de la chaleur massique du cuivre (constante) et du coefficient de convection de l'air : $\tau = (m.c)/(h.S)$.

Si les trois premiers paramètres sont invariants quelle que soit la mesure, le coefficient de convection est très difficile à déterminer car il dépend énormément des conditions ambiantes (température, mouvement,...). Le fait de chauffer les stators induit un échauffement de l'air et une variation du coefficient de convection proche de la surface. Selon la disposition du stator (plan, vertical, incliné), chaque face subira une convection différente du fait que l'air chaud monte !

On peut mettre l'expression sous la forme : $\tau = \rho_{Cu}.ep/h$ où ρ_{Cu} est la masse volumique du cuivre et ep l'épaisseur de cuivre. Ainsi les résultats obtenus pour les constantes nous donnent-ils des coefficients de convection de l'ordre de 0,03 W/m². On trouve un rapport proche de 1,5 entre les constantes thermiques qui correspond au rapport des épaisseurs (70 μm et 100 μm de cuivre), à coefficients de convection égaux.

Dans la cas réel d'utilisation, c'est-à-dire avec d'un côté le rotor tournant au-dessus du stator (convection forcée), et de l'autre côté la possibilité d'une évacuation de la chaleur par le tissu carbone et la pièce en titane, le modèle thermique devient plus compliqué. Notamment la détermination du coefficient de convection forcée fait appel à des formules empiriques dépendant des caractéristiques du fluide, de la géométrie et du régime d'écoulement.

Cependant, on peut estimer que la configuration utilisée pour nos tests est la plus favorable au refroidissement du moteur, et que par conséquent, les températures atteintes en configuration réelle seront moins élevées que celle obtenues.

En parallèle, une mesure de la valeur des résistances a été effectuée en fonction de courant d'alimentation et permet de remonter à l'élévation de température par la relation $R(T) = R_0.(1+\alpha.\Delta T)$ où $\alpha = 0,0039 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$.

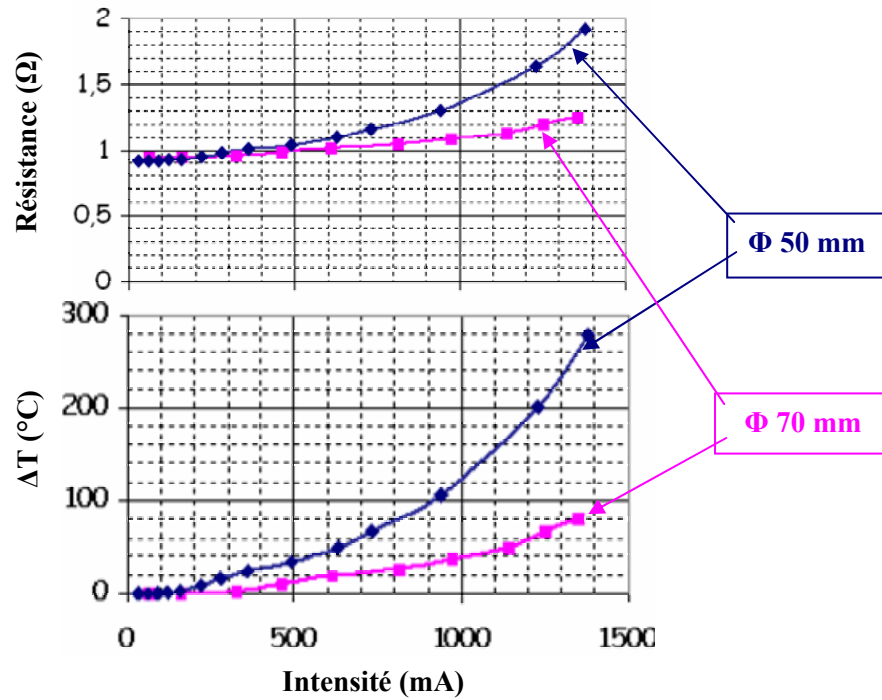


Fig. IV. 75. Evolution des résistances en fonction de l'intensité

En interpolant les mesures, on obtient une relation $\Delta T = k.I^2$, d'où $R(I) = R_0.(1 + \alpha.k.I^2)$. Ce résultat permettrait de prendre en considération dans l'optimisation l'évolution de la température en apportant un facteur correctif aux pertes Joule, la difficulté étant de connaître le facteur k pour une géométrie donnée.

IV.2.6.1.5 Influence de la température sur le rendement

Plutôt que d'insérer un modèle thermique incomplet, dépendant de facteurs empiriques, dans le modèle global, il est préférable de ne rien changer et d'imposer une contrainte sur les pertes Joule pour limiter l'effet de la température sur le rendement final.

Par exemple, pour un courant de 1 A, on obtient des pertes Joule de 2,7 W avec une résistance fixe, mais cela passe à 3,6 W en considérant qu'en réalité, la résistance est de 1,2 Ω (et non pas 0,9 Ω) après échauffement. Les deux figures suivantes représentent l'influence de l'évolution de la résistance sur les rendements théoriques.

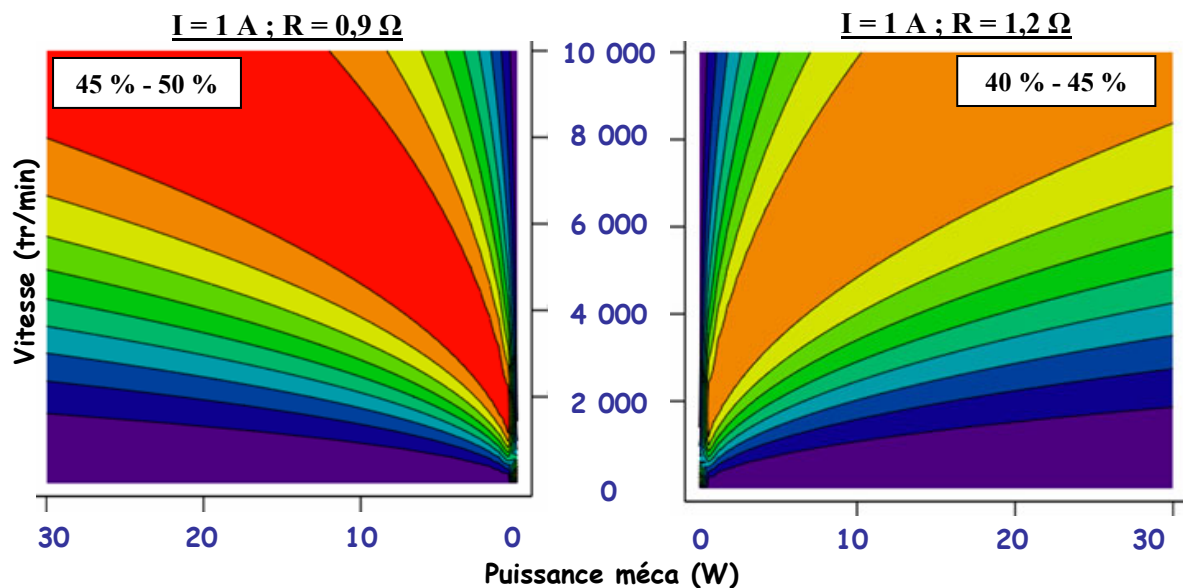


Fig. IV. 76. Incidence de l'échauffement sur la résistance et sur le rendement

On voit que le rendement baisse d'au moins 5 % dans ce cas-là. Mais en réalité, c'est pire puisqu'aux grandes puissances (30 W par exemple), un rendement de 50 % implique environ 15 W de pertes Joule par stator, ce qui d'après les tests détruirait les stators. Pour rappel, les stators Φ 50 mm sont limités à 2 W et les Φ 70 mm à environ 5 W.

Au final, pour notre étude où les puissances mécaniques attendues sont proches de 30 W (15 W utile par stator), le fait d'avoir des pertes Joule de 2 W à 5 W par stator revient à contraindre le rendement au-dessus de 75 % en négligeant les autres pertes.

IV.2.7 Bilan des tests moteurs

Ces tests ont permis de tirer plusieurs conclusions quant à la fabrication de tels moteurs.

IV.2.7.1 Entrefer limite

Tout d'abord, l'entrefer utilisé pour l'optimisation (50 μm) n'est pas accessible avec ces géométries. Le minimum obtenu sans contact en rotation est de 300 μm pour le ϕ 50 mm et de 500 μm pour le ϕ 70 mm.

Les moteurs n'étant pas conçus ni optimisés pour de tels entrefers, leurs performances s'en sont trouvés très amoindries. La figure suivante représente les rendements théoriques que l'on obtient à un entrefer de 50 μm et 500 μm pour les deux moteurs.

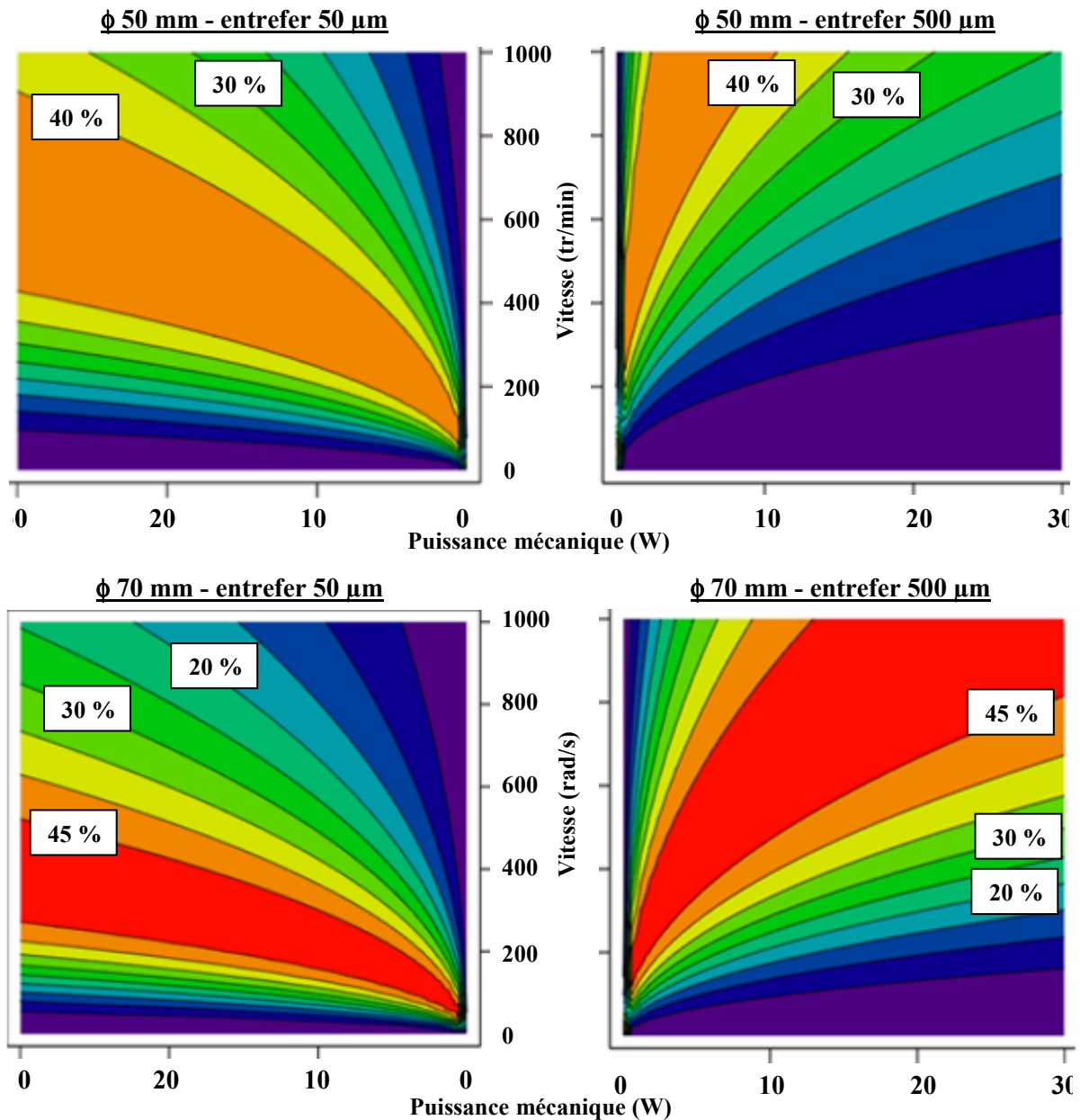


Fig. IV. 77. Rendements théoriques pour deux entrefers

On voit clairement que les points de fonctionnement optimaux varient en fonction de l'entrefers. Les moteurs dimensionnés pour 50 μm produiraient 30 W avec leur meilleur rendement pour les vitesses prévues (4000 tr/min pour ϕ 50 mm et 3000 tr/min pour ϕ 70 mm). Leur fonctionnement à 500 μm est très dégradé : à ces mêmes vitesses et puissances, leurs rendements passeraient de 36 % à 6 % pour le ϕ 50 mm et de 45 % à 15 % pour le ϕ 70 mm. Un re-dimensionnement avec des entrefers plus grand est donc nécessaire.

IV.2.7.2 Modèle des pertes

Frottements visqueux

Les tests aérodynamiques ont montré que le couple visqueux variait légèrement en fonction de l'entrefer pour des valeurs supérieures à 500 μm , et que de plus, il existait un couple de frottements visqueux supplémentaire, provenant vraisemblablement des pertes par frictions dans les roulements à billes.

Son action ne devient visible que lorsque l'entrefer est plus grand, puisque les pertes par courants de Foucault sont négligeables à des entrefers supérieurs à 2 mm. On pourrait donc déjà pratiquement négliger ces frottements puisque notre domaine de travail se situe autour de 500 μm .

Courants de Foucault

Les premiers tests effectués sur un stator sans alimentation électrique pour déterminer le coefficient de pertes par courants de Foucault ont donné des valeurs inférieures à celles du modèle théorique pour les entrefers < 1 mm, mais suivant la même variation en fonction de l'entrefer.

Les mesures effectuées lors des tests en mode moteur fonctionnant à vide ont par contre donné des valeurs de coefficient plus élevées que celles de la théorie à 500 μm , ceci est dû à la présence du second stator utilisé comme capteur qui, lui aussi, est le siège de courants de Foucault. Pour rappel, dans le cas du moteur ϕ 50 mm avec un entrefer de 500 μm , le coefficient était 0,067 $\mu\text{N.m/tr/min}$ pour les premiers tests, 0,153 $\mu\text{N.m/rad/s}$ pour les tests en mode moteur, et 0,092 $\mu\text{N.m/rad/s}$ pour la théorie. D'autres tests ont été effectués sur le moteur ϕ 50 mm en comparant la méthode par décélération et la méthode de la mesure des puissances en fonctionnement moteur, et pour les deux méthodes, le résultat donne un coefficient de 0,162 $\mu\text{N.m/tr/min}$ pour 2 stators.

On peut donc considérer que le modèle des pertes par courants de Foucault est pertinent et est validé par les tests en mode moteur.

IV.2.7.3 Rendement et puissance utile

Les rendements mesurés pendant les tests sont en accord avec les rendements et puissances théoriques calculés à cet entrefer de 500 μm , après correction de la résistance de connexions dans la théorie. On peut donc considérer que si un entrefer de 50 μm était accessible, nous aurions obtenu les résultats calculés pendant le dimensionnement : 28 W fournis à l'hélice à 4000 tr/min et 39 % de rendement pour le ϕ 50 mm (avec 4,5 V et 2,7 A par phase et par stator) et à 3000 tr/min et 48 % de rendement pour le ϕ 70 mm (avec 4,7 V et 2 A par phase et par stator). Cependant, ces courants risquent de créer beaucoup de pertes Joule, donc un échauffement qui risque encore d'augmenter les résistances de phase.

Une nouvelle optimisation est nécessaire avec les nouvelles données en notre possession sur l'entrefer réalisable et les résistances des connexions pour dimensionner un moteur capable de répondre au cahier des charges. Pour l'instant, même si ces moteurs sont plus légers que les moteurs LRK existants qui font référence actuellement en aéromodélisme, leurs performances avec entrefer de 500 μm sont loin d'être satisfaisantes au point de fonctionnement désiré, leurs performances à 50 μm n'ont pas été démontrées et ils nécessitent de grosses améliorations de montage.

IV.2.7.4 Limite thermique

Les tests thermiques ont permis d'estimer les limites des deux stators en fonction du courant d'alimentation. Les stators Φ 50 mm ne peuvent dépasser 1 A, alors que les Φ 70 mm peuvent atteindre 1,8 A. Les pertes Joule sont alors respectivement de 2 W et 5 W . Cependant, ces pertes seront modifiées pour tout nouveau dimensionnement qui présentera un stator de rayon et d'épaisseur différents.

Plutôt que d'insérer un modèle thermique incomplet, il est préférable d'effectuer de nouveaux dimensionnements en ne conservant que des moteurs dimensionnés avec des rendements supérieurs à 80 % pour être sûrs que les pertes Joule ne détériorent pas complètement les stators.

IV.3 RE-DIMENSIONNEMENT AVEC DE NOUVELLES CONTRAINTES

IV.3.1 Re-dimensionnement à 500 μm d'entrefer

Les tests ont montré qu'actuellement le principal facteur limitant était l'entrefer. Des moteurs dimensionnés pour un entrefer théorique de 50 μm n'ont aucune chance de fournir les mêmes performances à 500 μm . Cependant, on a vu que cette valeur d'entrefer était liée principalement à la qualité du montage des stators sur le banc et à leur décollement progressif au cours du temps. Or, avec le tissu carbone dans la configuration finale, le stator restera rigide et parfaitement plan. Des entrefers de 250 μm devraient être réalisables avec une bonne maîtrise de la mise en œuvre mécanique du moteur.

Un re-dimensionnement est nécessaire en tenant compte des nouvelles données en notre possession.

En reprenant les points de fonctionnements pour nos premiers dimensionnements (28 W à 3000 tr/min ou 4000 tr/min), on obtient pour différents diamètres (50, 70 et 100 mm) à 500 μm d'entrefer la figure suivante (pas de contraintes sur l'épaisseur de cuivre) :

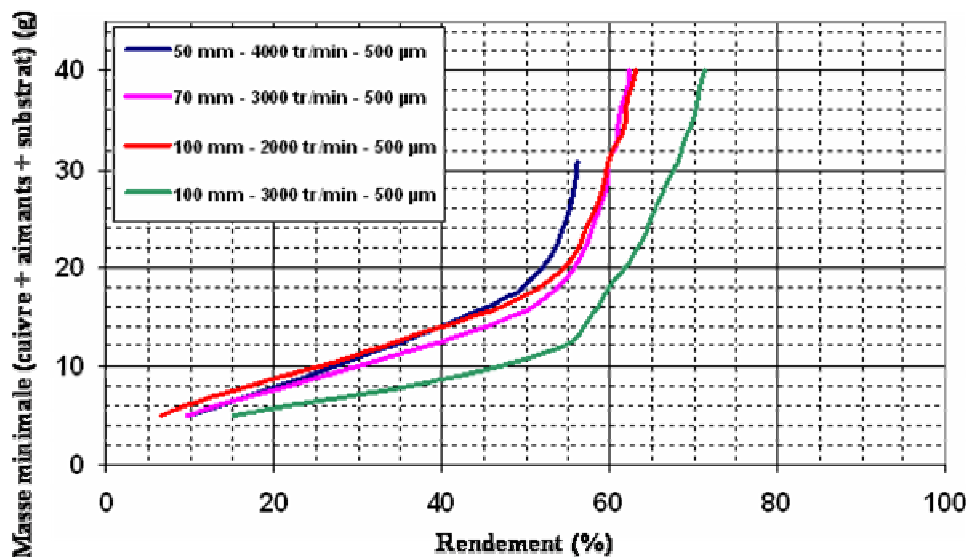


Fig. IV. 78. Masse optimale pour un rendement donné à 28 W pour différents diamètres et vitesses

Avec un entrefer plus grand (500 µm au lieu de 50 µm), les moteurs dimensionnés sont plus lourds pour un rendement donné. Le moteur ϕ 50 mm atteint 55 % de rendement pour une masse utile de 25 g (entre 50 g et 75 g au final). Mais ce petit diamètre n'est pas adapté aux grandes hélices : la meilleure configuration est un moteur de diamètre 100 mm tournant à 3000 tr/min. Il atteint 60 % de rendement pour 18 g de matériaux actifs, soit entre 36 g et 54 g pour la masse finale encapsulée.

On a aussi comparé la configuration 70 mm pour deux entrefers (300 µm et 500 µm) (Fig. IV. 79), toujours au même point de fonctionnement : 28 W mécanique et 3000 tr/min.

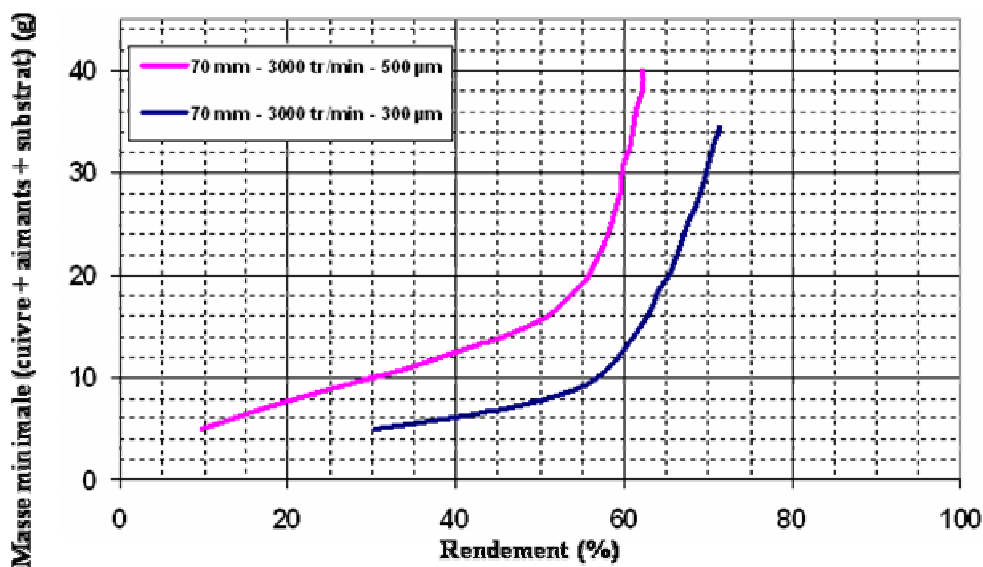


Fig. IV. 79. Comparaison à des entrefers différents (28 W, 3000 tr/min)

On voit clairement l'importance de pouvoir atteindre 300 µm. En effet, pour une masse de 30 g, le rendement passe de 60 % à 70 %.

Enfin, on a regardé ce que pouvait donner un moteur ϕ 50 mm dans l'optique d'un quadri-rotor, c'est-à-dire 4 moteurs produisant 10 W chacun en tournant à 6000 tr/min.

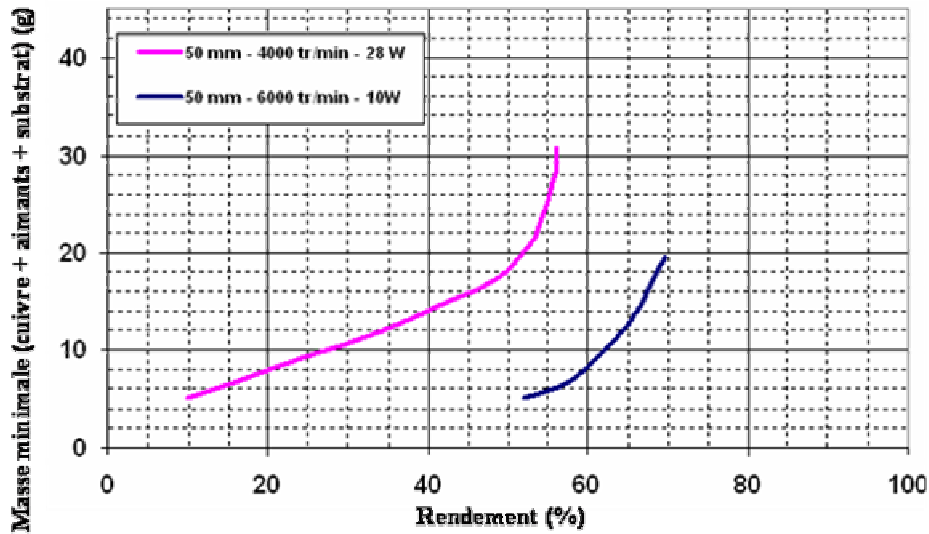


Fig. IV. 80. Configuration quadri-rotor à 500 μ m d'entrefer

Il est possible de dimensionner un moteur ayant une masse utile de 10 g (20 g à 25 g au final) pour un rendement supérieur à 60 % dans cette configuration à 500 μ m.

Cependant, tous les dimensionnements effectués ne permettent d'atteindre les 80 % de rendement qui assureraient une bonne tenue thermique, et ainsi une bonne validité des résultats obtenus. Le point de fonctionnement est trop contraignant pour ce type de moteur dans l'état actuel des choses, c'est pourquoi il convient de relâcher les contraintes (vitesse plus grande).

IV.3.2 Dimensionnement au point de fonctionnement d'un moteur LRK

Pour pouvoir comparer nos moteurs aux moteurs existants LRK, on dimensionne désormais à des points de fonctionnement propres aux moteurs LRK, et non à ceux des hélices. Nous allons utiliser le point de fonctionnement suivant : 31 W mécanique, 74 % de rendement à 7700 tr/min, et une masse de 57 g, pour l'AXI 2212/26.

De plus, on introduit dans le modèle un paramètre m_0 représentant la masse de l'armature du moteur. Par exemple, elle est de 17 g pour un moteur ϕ 50 mm, et de 35 g pour un moteur ϕ 70 mm.

Nous nous intéresserons uniquement au dimensionnement d'un moteur ϕ 70 mm, et à l'évolution de son rendement en fonction de plusieurs paramètres dont la masse de l'armature et l'entrefer.

Entrefer	M_0 (g)	M_{tot} (g)	η (%)	I (A)	Pj (W)	PFouc (W)
500 μ m	30	57	74	1,9	3,2	2,1
	35	57	71,3	2,9	4,4	1,6
300 μ m	30	58	79,5	1,6	2,7	1,2
	35	57	77,1	1,9	3,2	3

Tab. IV. 16. Grandeurs caractéristiques du dimensionnement d'un moteur ϕ 70 mm

Ces quelques points de dimensionnement permettent de vérifier deux points importants pour avoir un bon rendement : il faut une masse d'armature légère et un entrefer petit.

En comparaison avec le moteur LRK, ces moteurs risquent d'être moins performants en fonctionnement réel, c'est-à-dire en tenant compte du fait que la résistance va augmenter avec la température et donc va faire chuter le rendement.

Si on re-dimensionne ces moteurs à limitant les pertes Joule à 1 W, les rendements chutent : 67 % pour 300 μm d'entrefer et 35 g d'armature, au lieu de 77 %, mais avec des courants de Foucault supérieurs à 6 W.

IV.3.3 Dimensionnement final avec de bonnes performances

En regardant d'un peu plus près les valeurs des différents paramètres de ces moteurs, on s'aperçoit que leur valeur des pertes par courants de Foucault dépasse celle des pertes Joule. Or, il existe un moyen de diminuer considérablement ces pertes en appliquant le principe du feuilletage de tôles à nos stators. Cela revient à multiplier le nombre de conducteurs par phase et par pôle.

La figure suivante illustre le gain de masse et de rendement possible en multipliant le nombre de conducteurs (31 W, 7700 tr/min, 500 μm) :

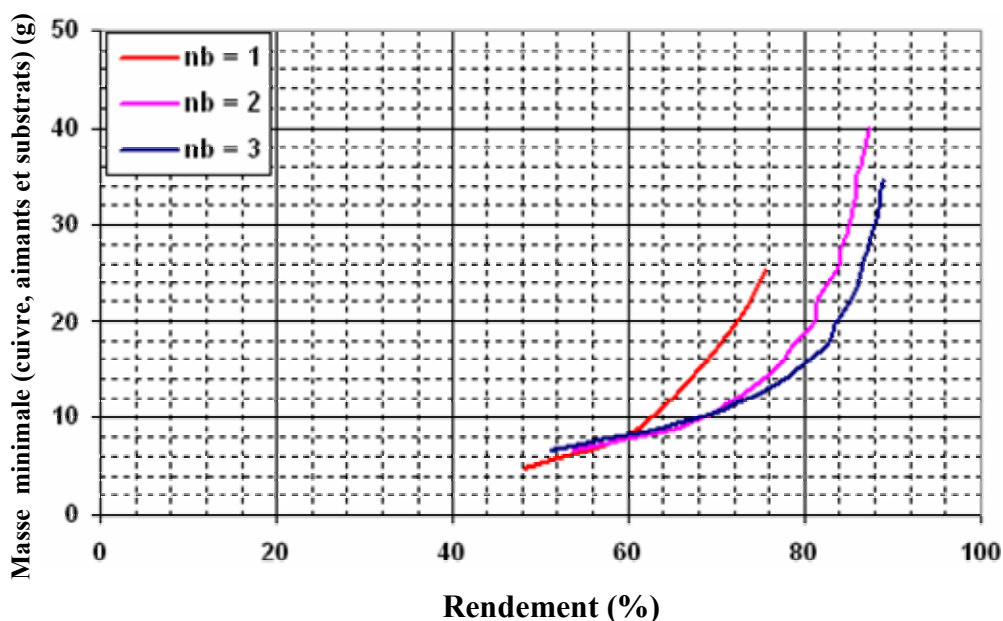


Fig. IV. 81. Influence du nombre de conducteurs par pôle et par phase

Si on rajoute 35 g de masse d'armature, il faut travailler à des masses minimales inférieures à 22 g pour être plus léger que le moteur LRK. Or, à cette masse, la configuration à un seul conducteur n'atteint pas les 75 % de rendement. Par contre, les deux autres configurations dépassent les 80 % de rendement. Le tableau suivant présente un dimensionnement avec une masse de 22 g.

diamètre	75 mm	
Pméca	31 W	
N	7700 tr/min	
masse initiale	21,5 g	
masse totale	56,5 g	
Nb cond./phase /pole	2	3
p	33	36
Epr	1,87 mm	1,46 mm
Lpr	2,72 mm	2,5 mm
Ep	180 μm	270 μm
Lamin	330 μm	260 μm
Eps	550 μm	270 μm
d	5,4 mm	5,3 mm
E / phase	3 V	3,9 V
I /phase	1,6 A	1,3 A
V / phase	3,6 V	4,5 V
R / phase	0,35 Ω	0,45 Ω
Pj / stator	2,7 W	2,15 W
PFouc /stator	1 W	0,7 W
Pabs / stator	17,3 W	17 W
Rendement	81	85

Tab. IV. 17. Dimensionnement de deux moteurs à 500 μm d'entrefer

Dans cette configuration, les moteurs planaires peuvent concurrencer les moteurs LRK. Même si les pertes Joule sont encore élevées et peuvent intervenir sur la valeur de la résistance, ces performances sont très prometteuses pour ce type de moteur.

De plus, si l'amélioration du montage mécanique peut permettre d'atteindre des entrefers encore plus petit, les moteurs planaires deviendront définitivement de bons moteurs. En effet, si on reprend le dimensionnement avec 3 conducteurs par phase et par pole, mais qu'on passe de 500 μm à 400 μm , le principal facteur qui va évoluer est le courant qui passera à 0,8 A. L'échauffement sera moins important et la valeur finale du rendement sera très proche des 85 % annoncés.

CONCLUSION

A travers l'étude préliminaire sur la chaîne de traction, nous avons trouvé des éléments sur étagère pouvant satisfaire au cahier des charges de la DGA, à savoir sustenter un drone de 500 g et 50 cm d'encombrement pendant une demi-heure. Les meilleurs moteurs électriques actuels sont les moteurs à cage externe LRK qui peuvent atteindre 74 % de rendement en fournissant 30 W et en tournant à 7000 tr/min. L'étude aérodynamique a montré qu'il est préférable d'utiliser la plus grande hélice pour avoir le plus de traction en vol stationnaire, et privilégier des hélices dont le pas est proche de la moitié du diamètre de l'hélice. Cependant, une hélice de grand diamètre tourne lentement (< 2000 tr/min). De ce fait, les moteurs LRK sont utilisés avec un réducteur pour pouvoir entraîner les grandes hélices à faibles vitesses. Nous avons obtenu ainsi un ensemble de 80 g.

Cette étude a montré qu'il n'existait pas actuellement de moteurs électriques complètement adaptés aux grandes hélices en aéromodélisme, et que le moteur idéal serait un moteur ayant un fort couple et bon rendement à basse vitesse, tout en restant léger.

Nous avons donc décidé de concevoir des moteurs planaires pour profiter du couple qu'offre leur grand diamètre, tout en restant légers. Quatre configurations ont été envisagées et après optimisation et comparaison, au moyen de courbes de Pareto, de leur masse minimale respective en fonction du rendement, nous avons choisi la structure à deux stators planaires à bobinages triphasés double couche, de part et d'autre d'un rotor en aimant permanent. Un modèle de pertes par courants de Foucault ainsi qu'un modèle de pertes par frottements visqueux ont été établis et associés au modèle initial du moteur qui ne prenait en compte que les pertes Joule.

En tenant compte des contraintes technologiques de fabrication, deux prototypes ont été dimensionnés pour répondre au cahier des charges des hélices. Le premier, de diamètre 50 mm, doit fournir 28 W en tournant à 4000 tr/min, et le second, de diamètre 70 mm, doit fournir la même puissance en tournant plus lentement (3000 tr/min). Ces points de fonctionnement ont été choisis en prévision de la fabrication d'une grande hélice rapide.

La fabrication des stators a été effectuée par deux entreprises utilisant des techniques de fabrication différentes. Les stators ϕ 50 mm sont réalisés sur substrat kapton par des techniques de circuit imprimé double couche. La largeur des conducteurs a été limitée à 280 μm , et l'épaisseur a été fixée par les normes utilisées en circuit imprimé (70 μm dans notre cas). Au final, ces contraintes font que le rendement estimé du moteur n'est que de 39 % pour 50 μm d'entrefer, avec 4,5 V et 2,7 A d'alimentation par phase. En ce qui concerne les stators ϕ 70 mm, ils ont été fabriqués par une technique d'emboutissage de tôles, ce qui limite l'espacement minimum entre conducteurs à 310 μm , mais a permis d'avoir des conducteurs plus épais (100 μm). On a estimé le rendement du moteur à 47 %, avec 4,7 V et 2,1 A par phase.

Les rotors sont constitués d'un assemblage de baguettes en Néodyme-Fer-Bore découpées par électroérosion à fil, le tout est maintenu à l'aide d'une armature en titane servant d'axe moteur.

Au final, on possède deux prototypes dont la masse brut (cuivre, aimants et substrats) est 8 g pour le petit et 18 g pour le grand. A ceci, s'ajoutent l'armature en titane, des roulements à billes et une structure en tissu carbone permettant de rigidifier les stators planaires, ce qui triple la masse totale.

Pour les caractériser, un banc de test a été construit avec entrefer réglable. Les premières constatations furent qu'il était difficile d'atteindre les entrefers envisagés de 50 μm . Il se limitait à 300 μm . Deux raisons à cela : l'état de surface du rotor n'est pas parfaitement plan (aimants non fixés), et la position de la connectique d'alimentation est trop proche de la périphérie du stator. La première entraîne qu'il peut y avoir jusqu'à 200 μm d'écart entre le pôle le plus bas et le pôle le plus haut. La seconde tend à faire décoller les stators sur les bords qui ainsi risquent de toucher le rotor.

De ce fait, la théorie a été recalculée à 500 μm et comparée aux différents résultats obtenus.

Tout d'abord, les tests sur la détermination des pertes par frottements ont mis en évidence la présence d'un couple de frottements visqueux supplémentaire qui reste à déterminer plus précisément, mais qui provient vraisemblablement des frictions dans les roulements. De plus, elles valident, aux erreurs d'entrefer près dues au montage, le modèle de pertes par courants de Foucault. A 4000 tr/min, pour le moteur ϕ 50 mm, les pertes mesurées se décomposent en 5 mW de frottements secs, 77 mW de courants de Foucault et 27 mW de visqueux.

L'étude complète du moteur ϕ 50 mm à vide et en charge a confirmé les 110 mW de pertes par frottements. La comparaison des mesures à la théorie à 500 μm permet de valider le modèle établi, et d'être optimiste quant à l'amélioration de ces résultats. Cependant, le modèle n'est validé qu'à faibles puissances (quelques Watts), dans une zone où les effets thermiques des pertes Joule ne sont pas trop importants.

Une étude thermique a permis de déterminer les limites des deux stators : environ 2 W de pertes Joule pour le stator Φ 50 mm et 5 W pour le stator Φ 70 mm. Pour s'affranchir de ces limites à plus grandes puissances, il ne faut retenir que les dimensionnements de moteurs donnant des rendements supérieurs à 80 %.

Au final, l'expérience a vu apparaître d'autres paramètres ou contraintes qu'il est nécessaire d'implanter dans le modèle pour obtenir un re-dimensionnement des moteurs. Tout d'abord, il faut dimensionner à des entrefers proches de 500 μm . De plus, des tests thermiques ont aussi permis de déterminer des valeurs limites de courant à ne dépasser (2 A pour les ϕ 70 mm, et 0,8 A pour les ϕ 50 mm) qui serviront de contraintes supplémentaires. Enfin, on peut intégrer un paramètre de la masse de l'armature que l'on pourra fixer aux valeurs voulues (environ 17 g pour le petit moteur et 35 g pour le plus grand).

Grâce à cela, nous avons dimensionné de nouveaux moteurs qui semblent prometteurs. En effet, pour un point de fonctionnement emprunté aux moteurs LRK (57 g, 31 W, 7700 tr/min et 74 % rendement), des moteurs ϕ 70 mm ont été conçus avec des rendements proches de 85 % à 500 μ m d'entrefer, alimentés par 4,5 V et 1,3 A par phase. La principale innovation a été de réduire les pertes par courant de Foucault en multipliant le nombre de conducteurs par phase et par pôle. De plus, le courant est divisé par 2 si l'entrefer atteint 300 μ m. De ce fait, la résistance variera très peu, et le rendement estimé devrait être respecté en fonctionnement réel.

Si pour l'instant, il est difficile d'envisager de les utiliser sans réducteur, nous avons démontré qu'il était possible de concevoir des moteurs planaires (et sans fer) dont les performances devraient être supérieures aux moteurs actuels.

Et après...

Ce travail de thèse est une première étape dans l'utilisation de moteurs planaires sans fer pour l'aéromodélisme et le vol stationnaire.

Tout d'abord, quelques améliorations sont à apporter au modèle actuel pour le rendre encore plus robuste. Un modèle thermique pourrait y être implanté s'il ne fait pas appel à des calculs analytiques trop lourds pour l'optimisation. La collaboration avec une équipe spécialisée en mécanique serait très positive pour pouvoir estimer correctement la masse de l'armature en fonction des tailles mises en jeu dans les moteurs. En effet, l'armature en titane doit pouvoir encore être allégée en gardant une bonne tenue mécanique, tout comme les coques en carbone pour les stators.

Concernant la fabrication de ces moteurs, la planarité du rotor doit être améliorée pour garantir des entrefers constants sur tout le diamètre. Les recherches actuelles dans la technique de dépôt d'aimants en couches épaisses laissent entrevoir une possibilité d'utiliser cette méthode de fabrication pour notre application. Le dépôt sur un disque parfaitement plan assure une planarité de toute la surface du disque. Cependant, une étude sur les techniques d'aimantation du rotor obtenu est nécessaire. Pour les stators, la technologie des circuits imprimés autorise la fabrication de plus grandes séries en même temps. De plus, on peut imaginer dans une configuration quadri-rotors, que les 4 stators seraient fabriqués sur le même substrat avec, pourquoi pas, la réalisation en même temps du circuit électronique au centre. Cette technique s'adapterait tout particulièrement pour des moteurs périphériques, entraînant les hélices non pas en leur centre mais en bouts de pâles. La fabrication par emboutissage est moins précise et moins fine que la précédente, mais elle autorise des épaisseurs de conducteurs plus grandes et une certaine rigidité des stators.

De plus, l'étude s'est portée majoritairement sur des points de fonctionnement propres aux grandes hélices. Or, les valeurs d'entrefer dégagées par cette étude (500 μ m) nous autorise à envisager des

configurations de moteurs à entraînement périphérique. Même si à la base, un drone à multi-propulseurs aura besoin de plus de puissances qu'un drone avec une grande hélice, la conception et l'intégration complète de ces moteurs dans la structure globale pourrait donner de très bons résultats. En effet, il ne faut pas oublier qu'actuellement, la stabilité des drones quadri-rotors est une des meilleures. De plus, nous avons aussi vu que pour améliorer le facteur de mérite des hélices, et donc diminuer la consommation énergétique, le carénage des hélices est un très bon moyen, mais est très préjudiciable en terme de masse. Or, un quadri-rotors nécessite une armature solide qui pourrait alors être un carénage. Au final, la conception d'un quadri-rotor caréné pourrait être une très bonne application pour des moteurs planaires périphériques, et demeure une des pistes les plus intéressantes à l'heure actuelle dans les drones stationnaires. Les futurs concepteurs pourront, pourquoi pas, utiliser ce carénage comme réserve d'énergie en adaptant la forme des batteries à la forme du drone.

Pour terminer, on peut dire que cette thèse ouvre des perspectives intéressantes sur la motorisation des drones stationnaires, mais qu'il est impératif que ce type d'études amène à une collaboration entre plusieurs équipes de recherche pour pouvoir tenir compte de tous les facteurs physiques possibles (contrôle, aérodynamique, thermique, mécanique, magnétisme, électronique, tribologie, électrotechnique, énergie). On pourra alors imaginer bientôt voir apparaître les premiers drones stationnaires à carénage multi-fonctions.

BIBLIOGRAPHIE

Chapitre I

- [ABU04] S.M. Abu Shark, S.H. Lai and S.R. Turnock, "Structurally integrated brushless PM motor for miniature propeller thrusters", IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 151, n° 5, Sept. 2004
- [AIR02] M. Quiret, "La France se jette dans l'aventure des microdrones", Air & Cosmos, n° 1850, 5 juillet 2002
- [ARI01] MAV competition, University of Arizona, USA, <http://www.nd.edu/~mav/competition.htm>
- [ARM04] "The growing world of Unmanned Airborne Species", Armada International, Issue 3, 2004
- [BAC97] J.M. Bacon (1846-1904), "The Dominion of the Air: The Story of Aerial Navigation", The World Wide School, Nov. 1997
- [BAT97] A. Batut, "Photographie aérienne par cerf-volant", La Nature, Volume 1897, Vingt-cinquième année, premier semestre : n° 1227 à 1252, pp. 69-70
- [BEN02] J. Bennet, "Biography of Reginald Leigh Denny", www.modelaircraft.org/museum/bio/Denny.pdf
- [BIK02] R. Bikowski, "On aerodynamic modelling of an insect-like flapping wing in hover for micro air vehicles", Philosophical Transactions: Mathematical, Physical and Engineering Sciences, Volume 360, Number 1791, February 15, 2002, pp. 273 - 290
- [CAA04] Civil Aviation Authority, United Kingdom, "Unmanned Aerial Vehicle Operations in UK", Airspace – Guidance, CAP 722, 12 Novembre 2004
- [CAR81] B. Carmichael, "Low Reynolds number airfoil survey", NASA CR 165803, 1981
- [CAS03] Civil Aviation Safety Authority, Australia, "Unmanned Aircraft and Rocket Operations" CASR Part 101. Janvier 2003
- [COR96] A.H. Cordesman & A.R. Wagner, "The lessons of modern war – Volume IV – The Gulf War", Boulder, Westview, 1996
- [COR02] K.J. Corfeld, R.C. Strawn, and L.N. Long, "Computational analysis of a prototype martian rotorcraft", AIAA, 2815, 2002
- [DEL93a] J.D. DeLaurier, "An aerodynamic model for flapping-wing flight", Aeronautic Journal, 97:125-30, 1993
- [DEL93b] J.D. DeLaurier, "The development of an efficient ornithoptère wing", Aeronautic Journal, 97:153-62, 1993
- [DEL94] J.D. DeLaurier, "An ornithopter wing design", Canadian Aeronautic Space Journal, 40:10-18, 1994
- [DGA04] J. Meunier-Carus, N. Achotte, " Etude de faisabilité d'une source d'énergie micro-usinée pour drone miniature ", Rapport d'avancement PEA n° 02 34 037, DGA

-
- [DRA05] www.globalsecurity.org, "Sikorsky Cypher II - Dragon Warrior"
- [DRE92] M. Drela, "Transonic low Reynolds number airfoils", Journal of Aircraft, 1992
- [ELL84] C.P. Ellington, "The aerodynamics of hovering insect flight, the quasi-steady analysis", Philos. Trans. R. Soc. London Ser. A, 305:1-15, 1984
- [EPP90] R. Eppler, "Airfoil Design and Data", 1990
- [EUR04] "Piles et accumulateurs : Résolution législative du Parlement européen sur la proposition de directive du Parlement européen et du Conseil relative aux piles et accumulateurs ainsi qu'aux piles et accumulateurs usagés (COM(2003) 723 – C5-0563/2003 – 2003/0282(COD))", P5_TA(2004)0304
- [EXD91] "All the Worlds' Unmanned Air Vehicles," Interavia Aerospace Review, December 1991, 47
- [FLA05] <http://www.ornithopter.org/flappingwings/research.htm>
- [GER05] 1st US-European Micro-Aerial Vehicle Technology Demonstrations, Emau Castle, Allemagne, <http://www.as.go.dlr.de/MAV05/>
- [GOE05] G. Goebel, "Unmanned Aerial Vehicle", www.vectorsite.net/twuav.html
- [GUI05] H. Guilleminot, "U2 de A à Z", Ed. Express Prélude & Fugue, juin 2005
- [HEL05] <http://www.skytowerglobal.com/news-index.html>
- [JON80] R.T. Jones, "Wing flapping with minimum energy", NASA TMJ 81174, 1980
- [JON97] C. A. Jones, "Unmanned Aerial Vehicles (UAVs): an Assessment of Historical Operations and Future possibilities", Maxwell AFB, AL, Air Command and Staff College, March 1997. 63 p.
- [JON05] K. D. Jones, <http://www.aa.nps.navy.mil/~jones/research/experimental/>
- [KIR02] C. Kirrmann, M. Gueschir, D. Goffre, "Etat de l'art des technologies de piles à combustible pour la propulsion de minidrones", Aerospace Energetic Equipment 2002, Avignon, 13 nov. 2002
- [KUE41] D. Kuechemann and E. Von Holst, "Aerodynamics of animal flight", Luftwissen, 9:227-82, 1941
- [LAB89] <http://arch.ced.berkeley.edu/kap/background/history1.html>
- [LIF05] <http://jlnlabs.imars.com/lifters/index.htm>
- [LRK00] L. Retzbach, "Torquemax LRK : sensor and brushless do-it-yourself motor", German magazin elektroModell 4/2000, http://www.aerodesign.de/peter/2001/LRK350/EM-4-2000/LRK-EM-4-2000_eng.htm
- [LRK01] L. Retzbach, "Do it yourself motor Torquemax LRK : Part 2", German magazin elektroModell 1/2001, http://www.aerodesign.de/peter/2001/LRK350/EM-1-2001/LRK_EM_1_2001_eng.htm
-

-
- [MAY02] E.A. MAYda, C.P. Van Dam, and E.P.N. Duque, "Bubble induced unsteadiness on wind turbine airfoils", AIAA, 0033, 2002
- [MCM97] J.M. McMichael and M.S. Francis, "Micro Air Vehicles: Toward a new dimension in flight", DARPA, USA, 1997
- [MFI01] <http://robotics.eecs.berkeley.edu/%7Eronf/MFI/>
- [MUR98] D. Murphy & J. Cycon, "[Applications for Mini VTOL UAV for Law Enforcement](#)" SPIE Proc. 3577: Sensors, C3I, Information, and Training Technologies for Law Enforcement, Boston, MA, 3-5 November 1998
- [NOR85] U.M. Norberg "Evolution of vertebrate flight: an aerodynamic model for the transition from gliding to active flight", Am. Nat., 126:303-27, 1985
- [ONE04] Onera – DGA, "Concours International Universitaire de Drones Miniatures", <http://concours-drones.onera.fr/>, Octobre 2004
- [ORN05a] http://www.ornithopter.net/index_e.html
- [ORN05b] <http://homepage1.nifty.com/akatombo/e-home.html>
- [POI91] M. Cowley, "Pointer FQM-151A Unmanned Aerial Vehicle (UAV) System", Aerovironment Inc., <http://www.aerovironment.com/area-aircraft/prod-serv/pointer.html>
- [QUA04] T.R. Quackenbush, D.A. Wachspress, A. H. Boschitsch, and C. L. Solomon, "Aeromechanical analysis tools for design and simulation of VTOL UAV Systems", American Helicopter society 60th Annual Forum, Baltimore, USA, 7-10 juin 2004
- [RCM97] R. Michelson, D. Helmick, S. Reece, C. Amarena, "A Reciprocating Chemical Muscle (RCM) for Micro Air Vehicle Entomopter Flight", AUVSI, 1997
- [SCH67] F.W. Schmitz, "Aerodynamics of the model airplane. Part I: Airfoil measurements", 1967
- [SCO05] <http://www.israeli-weapons.com/weapons/aircraft/uav/scout/Scout.html>
- [SEL89] M.S. Selig, J.F. Donovan et al., "Airfoils at low speeds", 1989
- [SEL97] M.S. Selig, "High-lift low Reynolds number airfoil design", Journal of Aircraft, vol. 34, n° 1, Janvier 1997
- [SEO05] 9th International MAV Competition, Seoul, Corée du Sud, <http://imavc.com/>
- [SIN04] B. Singh, "Insect-based flapping-wings for micro hovering air vehicles: Experimental investigations", <http://www.engr.umd.edu/~mani/SinghRCL05.pdf>, 2004
- [TAM99] D. Tamir, S. Feldman, "Operational Concepts of UAVs For Tactical Recce", AFCEA Türkiye International Seminar, Ankara, 29-30 Sept. 1999
- [TOR01] G. Torres and T.J. Mueller, "Micro Aerial Vehicle Development: Design, Components, Fabrication, and Flight Testing", <http://www.nd.edu/~mav/auvsi/torres.htm>
- [TOU04] 4th European micro-UAV Meeting, Toulouse, France, <http://www.micro-uav04.net/>
- [TUR03] <http://www.m-dot.com/page8.html>
-

[VIG99] <http://www.fas.org/man/dod-101/sys/ac/row/vigilant.htm>

[VTO03] <http://prototypes.free.fr/vtol/vtol-1.htm>

[WAG92] W. Wagner & W. P. Sloan, "Fireflies and Other UAVs", Arlington, Texas: Aerofax Inc., 1992, IX

[WAS02] M. Cowley, "AeroVironment's WASP Micro Air Vehicle Sets World Record", Aout 2002, <http://www.aerovironment.com/news/news-archive/wasp62.html>

[WEI05] R. E. Weibel & R. J. Hansman, "Safety Considerations for Operation of Unmanned Aerial Vehicles in the National Airspace System", MIT International Center for Air Transportation, Report No. ICAT-2005-1, Mars 2005

[WER85] K. P. Werrell, "The Evolution of the Cruise Missile", Maxwell Air Force Base, Ala.: Air University Press, 1985, 8

[WID01] J. M. Grasmeyer and M. T. Keennon, "Development of the Black Widow Micro Air Vehicle", AIAA-0127-2001, January 2001

[ZUF02] J.C. Zufferey, D. Floreano, M. Van Leeuwen and T. Merenda, "Evolving Vision-based Flying Robots". Proceedings of the 2nd International Workshop on Biologically Motivated Computer Vision, LNCS 2525, pp. 592-600, Berlin, Springer-Verlag, 2002

Chapitre II

[AER00] <http://aerodes.free.fr>

[BER04] <http://www.bertin.fr/fr/>

[BET20] A. Betz, "Development of the inflow theory for propeller", naca-tn-24, nov. 1920

[BHA90] J. Seddon, "Basic Helicopter Aerodynamics", BSP Professional Books

[CPX04] <http://cpx4.enserg.fr/>

[FRO78] W. Froude, "On the Elementary Relation Between Pitch, Slip and Propulsive Efficiency," Trans. Inst. Naval Arch.,19, pp. 47-57, 1878

[FRO89] R.E. Froude, "On the Part Played in Propulsion by Differences of Fluid Pressure," Trans. Inst. Naval Architects, 30, p. 390. , 1889

[MES00] <http://aero.stanford.edu/mesicopter/mesicopter.html>

[MIC02] F. Bohorquez, P.I Samuel, J. Sirohi, D. Pines, L. Rudd, R. Perel "Design, analysis and performance of a rotary wing MAV", http://www.enme.umd.edu/SSSC/pdf/Micor_paper1.pdf

[OSF05] <http://asl.epfl.ch/research/projects/VtolIndoorFlying/indoorFlying.php>

[PIX03] <http://pixelito.reference.be/>

[RAN65] W.J. Rankine, "On the mechanical principles of the action of propellers", Trans. Inst. Naval Architects, 6, p. 13—39, 1865

[REB50] P. Rebuffet, "Aérodynamique expérimentale", Librairie polytechnique CH. Béranger dépôt légal 4eme trimestre, 1950

[YLE04] Y. Lecoffre, " Etude et réalisation d'un système de sustentation aérodynamique au point fixe", contribution au PEA n° , DGA, 2004

Chapitre III

[AKO84] G. Akoun, J.P. Yonnet, "3D analytical calculation of the forces exerted between two cuboidal magnets", IEEE Trans. Mag., Vol 20, n° 5, 1984

[ATA00] K. Atallah, D. Howe, P. H. Mellor & D. A. Stone, "Rotor loos in permanent magnet AC brushless machines", IEEE Transactions on Industry Applications, vol 36, n°6, November/December 2000, pp 1612-1618.

[ATI03] E. Atienza, "Méthodologie et Outils pour le dimensionnement", Thèse de doctorat spécialité genie électrique de l'INPG, Grenoble, Juillet 2003

[CDI05] http://www.leg.ensieg.inpg.fr/them_cdime.html

[DTI04] B. Delinchant, N. Achotte, B. du Peloux, F. Wurtz, J. Delamare, O. Cugat, "Design optimisation of integrated planar miniature magnetic motors", Proceedings of Conference DTIP 2004, Montreux 12-14 mai 2004

[KAW00] Y. Kawase, T. Ota & H. Fukunaga "3D eddy current analysis in permanent magnet of interior permanent magnet motors", IEEE Transactions on Magnetics, vol 36, n°4, July 2000, pp 1863-1866.

[MA03] L. Ma, M. Sadana, S. Morimoto & Y. Takeda, "Prediction of iron loss in rotating machines with rotational loss included" , IEEE Transactions on Magnetics, vol 39, n°4, July 2003, pp 2036-2041.

[MAG04] D. Magot, "Méthode et outils logiciels d'aide au dimensionnement, application aux composants magnétiques et aux filtres passifs", Thèse de Doctorat spécialité Génie Electrique de l'INPG, 28 septembre 2004

[MI03] C. Mi, G. R. Slemon & R. Boner, "Modeling of iron losses of permanent magnet synchronous motors" IEEE Transactions on Industry Applications, vol 39, n°3, May/June 2003, pp 734-742.

[PAG01] P.-A. Gilles, "Conception et développement de micromoteurs synchrones planaires à aimants", Thèse de Doctorat spécialité Génie Electrique de l'INPG, Sept. 2001

[PAG00a] P.-A. Gilles, O. Cugat, J. Delamare, C. Divoux, V. Fernandez, "3-phase coil for planar brushless micromotor", Conférence ACTUATOR 2000, Bremen, Allemagne, juin 2000, pp181-184

[PAG00b] P.-A. Gilles, O. Cugat, J. Delamare, "Design of a permanent magnet planar synchronous micromotor", IEEE-IAS 2000, Rome, oct 2000, Volume: 1 , 2000 pp223-227.

[PAG02] P.-A. Gilles, J. Delamare, O. Cugat, "Rotor for a brushless micromotor", Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Volume 242, p. 1186-1189, 2002

[PAR48] http://fr.wikipedia.org/wiki/Vilfredo_Pareto

[PRO97] www.designprocessing.com

[RAI03] H. Raisigel, " Alimentation et commande des micromoteurs planaires à aimants permanents", Rapport DEA Génie Electrique, INPG, 2003

[TOD04] H. Toda, Z. Xia, J. Wang, K. Atallah & D. Howe, « Rotor eddy current loss in permanent magnet brushless machines », IEEE Transactions on Magnetics, vol 40, n°4, July 2004, pp 2104-2106.

[WAN04] R. J. Wang & M. J. Kamper, "Calculation of eddy current loss in axial field permanent magnet machine with coreless stator", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol 19, n°3, December 2004, pp 532-538.

[WUR96] F. Wurtz, J. Bignon, C. Poirson, "A methodology and a tool for the computer aided design with constraints of electrical devices", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 32, Iss. 3, May 1996, p. 1429-1432

[ZHO04] D. Zhong & H. Hofman, "Steady state finite element solver for rotor eddy currents in permanent magnet machines using a shooting Newton/GMRES approach" IEEE Transactions on Magnetics, vol 40, n°5, September 2004, pp 3249-3253.

Chapitre IV

[SUR00] "SURF CLEAR - GLASS ONE : Systèmes époxydes pour revêtements et stratifiés translucides", http://julien.caulier.free.fr/tech_datasheet.html












[SIC05] www.sicommin.com







ANNEXES

ANNEXE A : DRONES ET CARACTERISTIQUES ASSOCIEES

Désignation	Constructeur	Envergure / diamètre (m)	Masse Charge Utile (kg)	Masse au Décollage (kg)	Vitesse (km/h)	Plafond (m)	Autonomie (min)
Micro							
Black Widow	Aerovironment	0,015	0,007	0,06	70	245	37
Wasp	Aerovironment	0,33	/	0,18	/	310	107
Microstar	Lockheed Martin	0,15	0,015	0,085	48	60	20
Epsilon 2	Alcore	0,25	/	0,15	40	30	10
Micror	University of Maryland	0,15	/	0,1	/	/	3
Nanoflyer	ProxFlyer	0,085	/	0,0027	/	/	1
Micron	ProxFlyer	0,128	/	0,0069	/	/	2
Mosquito	ProxFlyer	0,36	/	0,110	/	/	30
μFR-II	Epson	0,136	/	0,0123	/	/	3
CPX-4	INPG	0,07					
Mosquito 1.5	IAI	0,34	/	0,5	/	/	60
Mini							
Pointer	Aerovironment	2,5	0,9	4,35	80	310	90
Dragon Eye	Aerovironment	1,1	0,23	2,63	65	310	48
Azimut	Alcore	2,9	2	9	120	300	150
Exdrone	BAI Aerosystems	2,4	/	45,4	150	3000	120
Tactical							
Crecerelle	Sagem	3,38	35	153	240	4000	300
Sperwer	Sagem	4,2	45	333	235	3000	360
Pioneer	AAI/IAI	5,1	45	190	185	4570	390
Hunter	Northrop Grumman	8,9	113	725	204	4570	720
MALE							
Eagle 1	EADS	16,3	250	1150	232	7620	1800
Predator	General Atomics	14,0	204	703	217	7620	2400
Predator B	General Atomics	21,11	1724	4536	417	15850	1920
Heron	IAI		250	1100	232	9144	3000
HALE							
Global Hawk	Northrop Grumman		907	11612	732	19812	2520
Euro Hawk							

ANNEXE B : PROJETS DE VTOL

Méthode de translation	Type de générateur de poussée			
	Rotors	Hélices libres	Hélices carénées	Turboréacteurs
Basculement de l'avion	A1	B1 : les "tail-sitter" à hélices	C1 : les "tail-sitter" à hélice carénée	D1 : les "tail-sitter" à réaction
	Hélicoptères	 Convair XFY-1	 Heinkel "Wespe"	 Ryan X-13
				les "Tail-sitter" à moteur-fusée  Bachem Ba-349 Natter
Basculement de poussée	A2 : les "tilt-rotor"	B2 : les "tilt-prop"	C2 : les "tilt-duct"	D2 : les "tilt-jet"
	 Bell-Boeing V-22	 Canadair CL-84	 Bell X-22	 EWR VJ-101 C
Déflexion de la poussée	A3	B3 : les avions à ailes soufflées	C3	D3 : les jets à tuyères orientables
	-	 Ryan 92 (VZ-3)	-	 Harnier
		Avion à ailes soufflées à réaction  Vought V-460/485		

	A4 : les convertibles	B4	C4 : les appareils à soufflante carénée	D4 : les jets à moteurs de sustentation
Propulsion séparée	 McDonnell XV-1	-	 Vanguard Omniplane	 Dassault Mirage III V
Déflexion de la poussée + propulsion séparée	-	-	-	 Yakovlev Yak-38
Autres formules	-	-	 Lockheed X-35 B (soufflante carénée + réacteur à tuyère orientable)	
	 Lockheed XH-51 A Compound (rotor + réacteur de propulsion)			

ANNEXE C : CALCUL DES COURANTS DE FOUCAULT DANS UN CONDUCTEUR RECTILIGNE

Cette annexe présente les calculs utilisés pour le modèle 1 des pertes par courants de Foucault.

Les hypothèses utilisées pour le calcul sont :

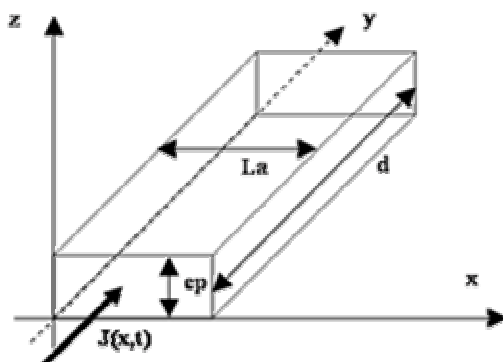
- L'induction magnétique $B(x,t)$ est connue en tout point et on ne prend que la composante orientée selon z : $\vec{B}(x,t) = B_z(x,t)\vec{k}$

- Les courants induits donnent un champ de réaction $B_r \ll B_z$

- $ep \ll La \ll d \ll R_{moy}$,

- $B_z = B_{max} \cdot e^{jk(x-v \cdot t)}$ avec $k = \frac{2\pi}{\lambda}$: vecteur d'onde, $v = \Omega \cdot r_{moy}$: vitesse

linéaire de déplacement des aimants au niveau du rayon moyen, et $\lambda = \frac{2\pi \cdot r_{moy}}{p}$: période géométrique.



Courant induit dans un conducteur rectiligne

Les conducteurs sont plongés dans un champ magnétique créé par les aimants. Le champ variant au cours du temps, en raison des phénomènes d'induction, il apparaît un champ électrique induit vérifiant l'équation de Maxwell-Faraday :

$$\overrightarrow{Rot.E} = -\frac{\partial \overrightarrow{B_{aim}}(t)}{\partial t} \quad [1]$$

d'où l'existence, dans les conducteurs, de courants induits dont le vecteur densité volumique dépend de la conductivité du cuivre et est donné par la loi d'ohm locale :

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} \quad [2]$$

A leur tour ces courants induits modifient l'état magnétique du système en donnant naissance à un champ de réaction \vec{B}_{aim} . On suppose que ce dernier est négligeable devant le champ principal créé par les aimants.

Pour simplifier le développement analytique et n'avoir qu'une seule coordonnée pour le vecteur densité de courant \vec{J} , on ne prend en compte que les lignes de courant qui se trouvent sous l'aimant. Cela revient à supposer que chaque conducteur est infiniment long et que les lignes de courant se rebouclent à l'infini.

La combinaison de [1] et [2] donne :

$$\vec{Rot}.\vec{E} = \frac{\partial E_y}{\partial x} \vec{e}_z = j.k.v.B_m \cdot e^{jk(x-vt)} \vec{e}_z \quad [3]$$

Comme $J(x,t) = J_y(x,t) = \sigma.E_y(x,t)$, on obtient la densité de courant induit :

$$\frac{1}{\sigma} \frac{\partial \vec{J}}{\partial x} = jkv.B_m \cdot e^{jk(x-vt)} \quad [4]$$

D'où, en intégrant le long de x : $\vec{J} = \sigma.v.B_m \cdot e^{jk(x-vt)} + f(t)$.

Il faut maintenant s'assurer que la charge est conservée à tout instant :

$$\forall t \quad \int_0^{La} ep.\vec{J}.dx = 0$$

$$\Leftrightarrow ep.\sigma.v.B_m \cdot e^{-jkvt} \int_0^{La} e^{jkx}.dx + ep.\int_0^{La} f(t).dx = 0 \quad \Leftrightarrow ep.\sigma.v.B_m \cdot e^{-jkvt} \left[\frac{e^{jkLa} - 1}{jk} \right] + ep.La.f(t) = 0$$

$$\Leftrightarrow f(t) = j \frac{\sigma.v.B_m}{kLa} \cdot [e^{jkLa} - 1] e^{-jkvt}$$

Au final, on obtient :

$$\vec{J} = \sigma.v.B_m \cdot \left[e^{jk(x-vt)} + j \frac{e^{jk(La-vt)} - e^{-jkvt}}{kLa} \right] \quad [5]$$

La puissance électrique reçue par un élément de volume dv d'un conducteur mobile de conductivité σ s'exprime en fonction de la densité de courant selon :

$$dP_{\text{spire}}(x) = \vec{E}.\vec{J}_{\text{spire}}(x).dv = \frac{J_{\text{spire}}^2(x)}{\sigma} .dx.dy.dz \quad [6]$$

La puissance d'un conducteur est définie comme l'intégration de la puissance d'une spire élémentaire :

$$P_{\text{cond}}(x) = \int_0^d \int_0^{ep} \int_0^{La} \frac{J_{\text{spire}}^2(x)}{\sigma} .dx.dy.dz \quad [7]$$

Comme $\overline{J \cdot J^*} = J^2$ et $J_{eff}^2 = \frac{J^2}{2}$, la puissance électrique reçue par un conducteur devient alors :

$$dP_{spire}(x) = \frac{(\sigma \cdot v \cdot B_m)^2}{2 \cdot \sigma} \cdot \left[1 - 2 \frac{\sin(kLa - kx) + \sin(kx)}{k \cdot La} + \frac{2 - 2 \cdot \cos(kLa)}{(k \cdot La)^2} \right] dx \cdot dy \cdot dz$$

Remplaçant dans [7], on obtient :

$$P = \frac{\sigma \cdot d \cdot v^2 \cdot B_m^2 \cdot ep \cdot La}{2} \cdot \left(1 - \frac{4}{k^2 La^2} \sin^2\left(\frac{kLa}{2}\right) \right) \quad [8]$$

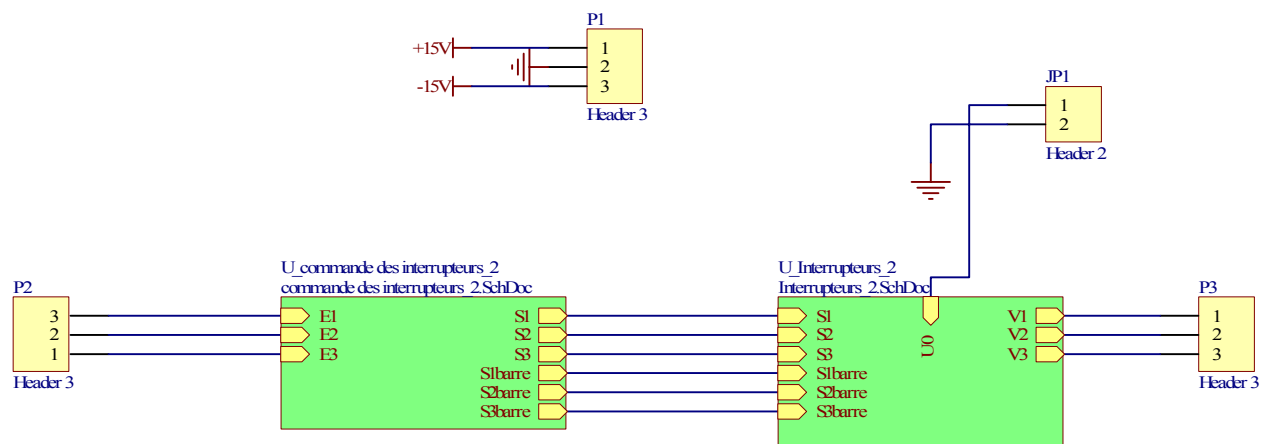
Or, $k = p / r_{moy}$ et $v = r_{moy} \cdot \Omega$, d'où pour un conducteur :

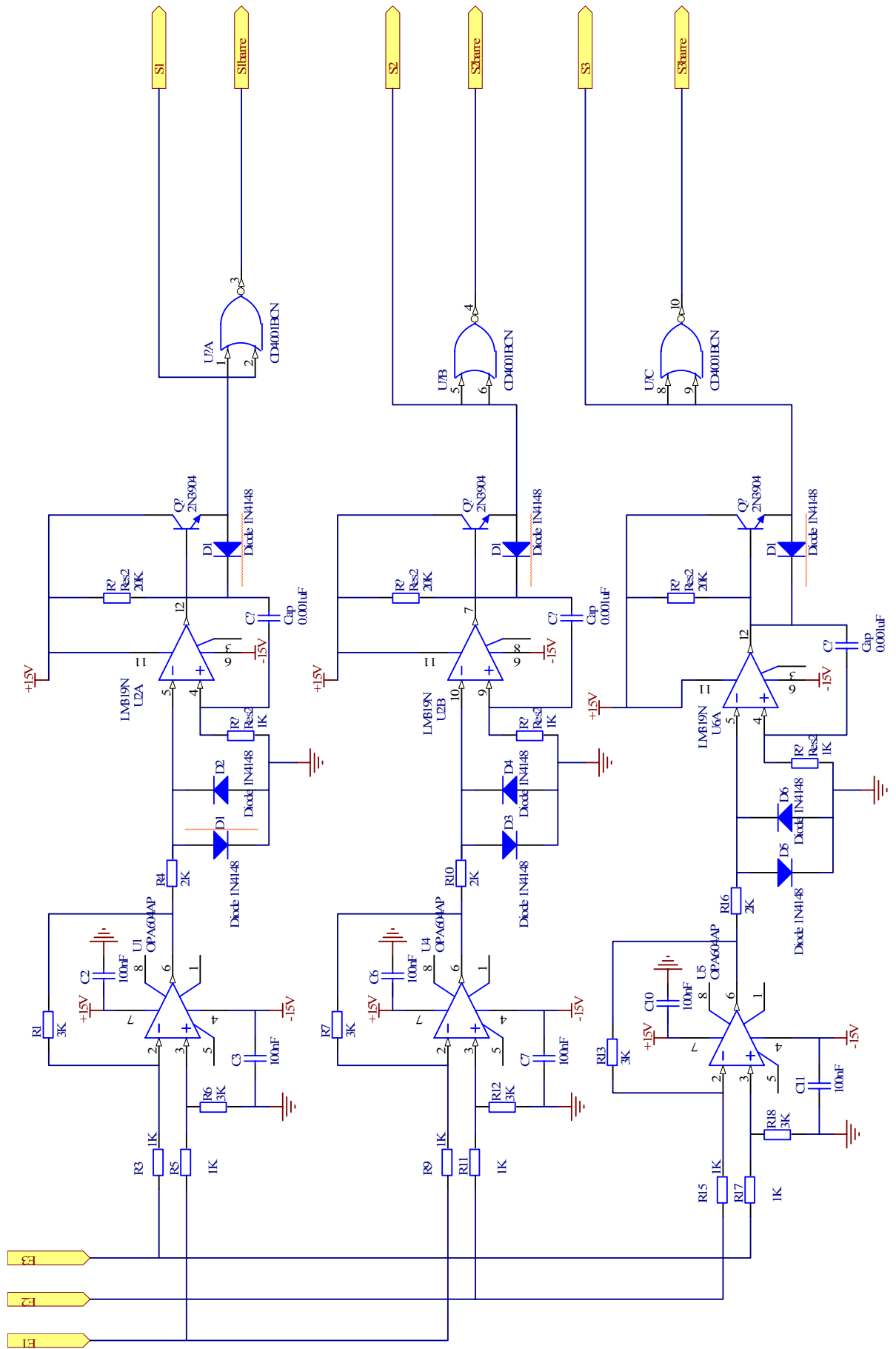
$$P_{cond} = \frac{\sigma \cdot d \cdot r_{moy}^2 \cdot \Omega^2 \cdot B_m^2 \cdot ep \cdot La}{2} \cdot \left(1 - \frac{4 \cdot r_{moy}^2}{p^2 La^2} \sin^2\left(\frac{p \cdot La}{2 \cdot r_{moy}}\right) \right) \quad [9]$$

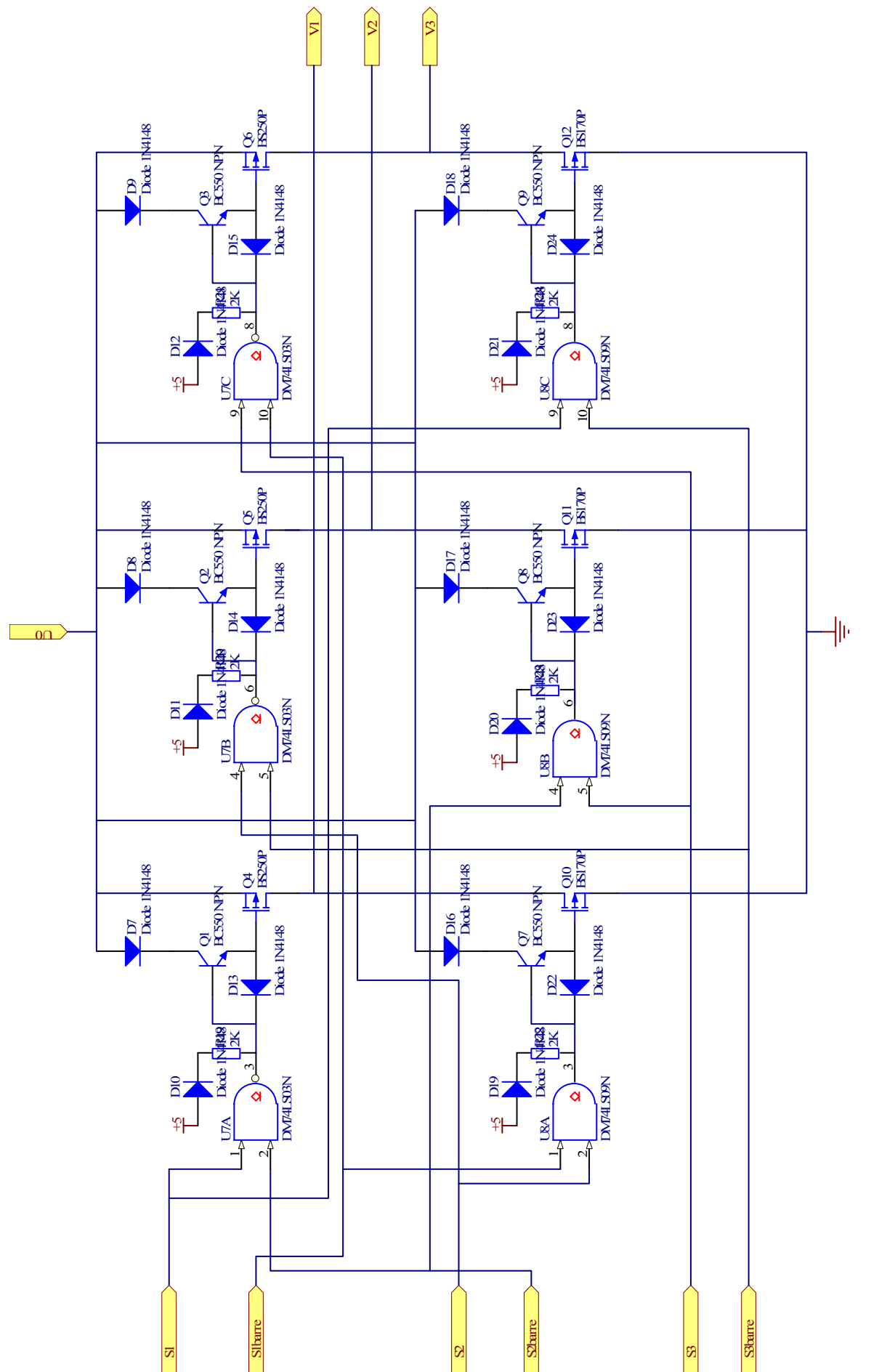
ANNEXE D : AUTOPILOTAGE DU MOTEUR BRUSHLESS

La commande du moteur se décompose en deux parties :

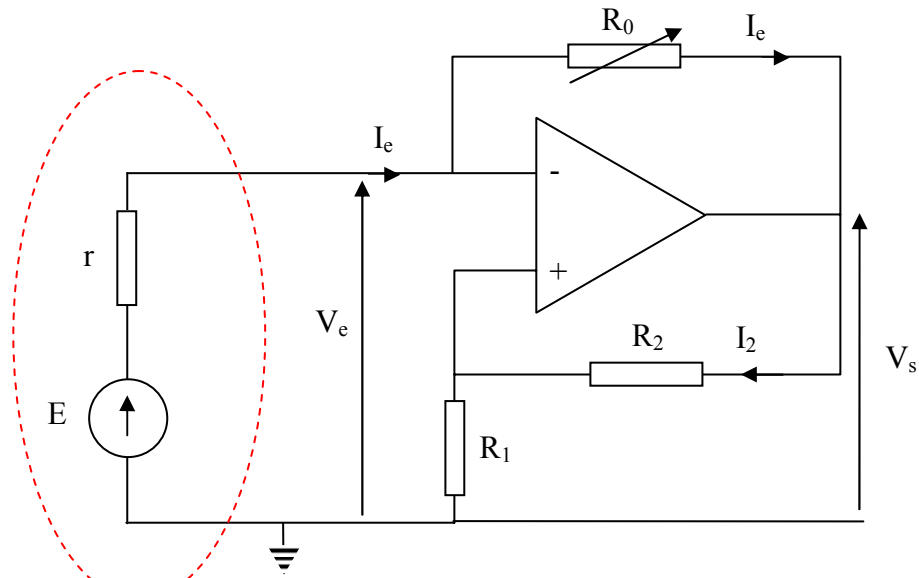
- La première génère les signaux de commandes des interrupteurs ("Commande des interrupteurs.SchDoc"),
- La seconde est composée des interrupteurs et utilise les consignes pour construire les trois tensions en étoile alimentant le moteur ("Interrupteurs.SchDoc").







ANNEXE E : MONTAGE A "RESISTANCE NEGATIVE"



Phase du stator ϕ 70 mm

Equations de fonctionnement :

L'amplificateur fonctionne en régime linéaire : $V^+ = V^-$ et $i^+ = i^- = 0$.

On calcule la résistance d'entrée V_e / I_e :

$$V^- = V_e$$

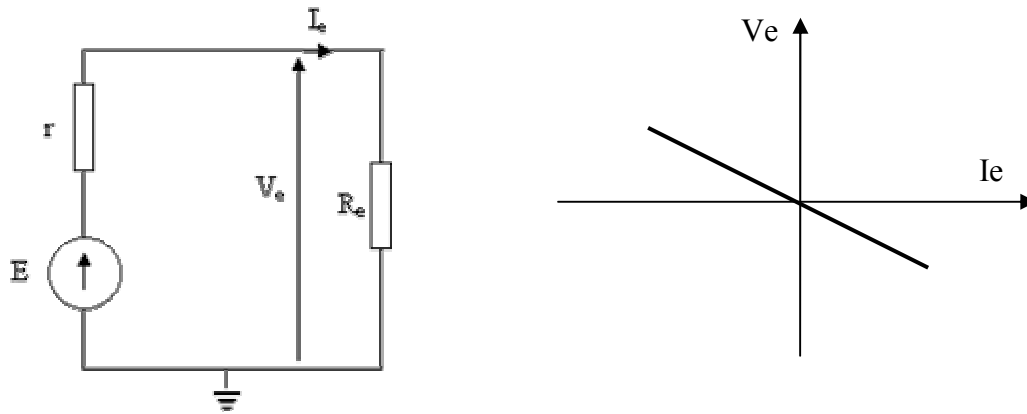
$$V^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s = V_e \quad \Rightarrow \quad V_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_e$$

$$V_e = R_0 \cdot I_e + V_s = R_0 \cdot I_e + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_e \quad \Rightarrow \quad V_e \cdot \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) = R_0 \cdot I_e$$

$$\text{D'où : } R_e = \frac{V_e}{I_e} = -\frac{R_1}{R_2} \cdot R_0$$

La résistance d'entrée est négative.

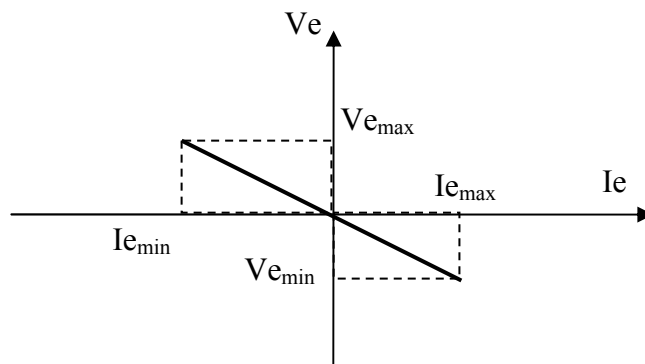
Caractéristique :



Limite de fonctionnement : tracé de la caractéristique $V_e (I_e)$

La tension de sortie V_s ne peut-être comprise qu'entre $+V_{sat}$ et $-V_{sat}$.

Lorsque $|V_s| < |V_{sat}|$, $V_e = -\frac{R_1}{R_2} \cdot R_0 \cdot I_e$: droite de pente négative passant par 0.



Lorsque $|V_s| = |V_{sat}|$, $V_{e\max} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{sat}$ et $V_{e\min} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{sat}$.

D'où : $I_{e\max} = \frac{R_2}{R_0(R_1 + R_2)} \cdot V_{sat}$ et $I_{e\min} = -\frac{R_2}{R_0(R_1 + R_2)} \cdot V_{sat}$

Pour $-\infty < I_e < I_{e\min}$, $V_e = R_0 \cdot I_e + V_{sat}$

Pour $I_{e\max} < I_e < +\infty$, $V_e = R_0 \cdot I_e - V_{sat}$

Application au montage

La loi des mailles donne : $E = (r - R_e) \cdot I_e$.

Pour une vitesse fixe, $E = k_N \cdot N$ est fixe d'où : $I_e = \frac{E}{r - R_e} = \frac{E}{r - \frac{R_1}{R_2} \cdot R_0}$.

On prend R_1 et R_2 fixe pour avoir $V_{e\min}$ et $V_{e\max}$ constants et être sûr de travailler dans le domaine linéaire. R_0 est variable.