



HAL
open science

Procédés à réluctance variable pour la conversion d'énergie électromécanique directe : application à l'usinage à grande vitesse

Henri Fayard

► **To cite this version:**

Henri Fayard. Procédés à réluctance variable pour la conversion d'énergie électromécanique directe : application à l'usinage à grande vitesse. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université Paul Verlaine - Metz, 1999. Français. NNT : 1999METZ001S . tel-01775791

HAL Id: tel-01775791

<https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01775791>

Submitted on 24 Apr 2018

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.



AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>



S177 9911

THÈSE de DOCTORAT

Spécialité : GENIE MÉCANIQUE ET PRODUCTIQUE

pour obtenir le grade de :

DOCTEUR de l'UNIVERSITÉ de METZ

présentée par

Henri FAYARD

PROCÉDÉS à RÉLUCTANCE VARIABLE pour la CONVERSION d'ÉNERGIE ÉLECTROMÉCANIQUE DIRECTE APPLICATION À L'USINAGE à GRANDE VITESSE

Soutenance au LGIPM, le 10 mars 1999, devant le jury composé de :

M. Pierre PADILLA	Directeur de thèse
M. Rafael VIVES FOS	Co-Directeur de thèse
M. Jean-François LE MAITRE	Rapporteur
M. Gabriel ABBA	Rapporteur
M. Justo NIETO NIETO	Examineur
M. Jean-Marie KAUFFMANN	Examineur
M. Jean-Charles MERCIER	Examineur

Les travaux relatifs à cette thèse ont été menés au :

Centre du *GREA* au sein du Laboratoire de
Génie Industriel et Production Mécanique
(LGIPM) ENIM - Université de METZ
Île du Saulcy
57000 METZ - FRANCE

Centre du *GREA* (Groupe de Recherche en
Electromécanique Avancée) au sein de
l'Universidad Politécnica de Valencia
Camino de Vera, 14
46022 Valencia - ESPAGNE



THÈSE de DOCTORAT

Spécialité : GENIE MÉCANIQUE ET PRODUCTIQUE

pour obtenir le grade de :

DOCTEUR de l'UNIVERSITÉ de METZ

présentée par

Henri FAYARD

b/147931

BIBLIOTHEQUE UNIVERSITAIRE - METZ -	
N° Inv.	19990045
Cote	S172 99/1
Loc.	Magasin
Cat	OCLC

PROCÉDÉS à RÉLUCTANCE VARIABLE pour la

CONVERSION d'ÉNERGIE ÉLECTROMÉCANIQUE DIRECTE

APPLICATION À L'USINAGE à GRANDE VITESSE

Soutenance au LGIPM, le 10 mars 1999, devant le jury composé de :

M. Pierre PADILLA
M. Rafael VIVES FOS
M. Jean-François LE MAITRE
M. Gabriel ABBA
M. Justo NIETO NIETO
M. Jean-Marie KAUFFMANN
M. Jean-Charles MERCIER

Directeur de thèse
Co-Directeur de thèse
Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur

Les travaux relatifs à cette thèse ont été menés au :

Centre du *GREA* au sein du Laboratoire de
Génie Industriel et Production Mécanique
(LGIPM) ENIM - Université de METZ
Île du Saulcy
57000 METZ - FRANCE

Centre du *GREA* (Groupe de Recherche en
Electromécanique Avancée) au sein de
l'Universidad Politécnica de Valencia
Camino de Vera, 14
46022 Valencia - ESPAGNE

Remerciements

*A mon épouse
pour son soutien
de tous les instants
et sa générosité*

REMERCIEMENTS

Ce travail initialisé en 1995 a été suscité par une vocation que j'ai toujours eue, et que je n'ai jamais exprimée. Mon appartenance à un établissement de l'enseignement supérieur et ma passion pour le domaine que j'ai toujours enseigné ont motivé cette réalisation. Ainsi, tout en exerçant à temps plein mon activité professionnelle, j'ai réalisé ces recherches qui ont grandement contribué à mon développement personnel, tout en apportant d'autres compétences à l'ENIM.

C'est Monsieur le Professeur Pierre PADILLA, Directeur de l'ENIM, qui a su me donner l'impulsion initiale vers l'entreprise que je termine aujourd'hui : je lui suis très reconnaissant de m'avoir permis cette aventure passionnante, pleine de découvertes et de dépassement de mes limites, au sein du LGIPM.

Monsieur le Professeur Rafael VIVES FOS, Directeur du *G.R.E.A.*, m'a apporté une aide importante tout au long de cette étude tant sur le plan scientifique et technique, que sur celui de l'encadrement ; ce qui a été très important pour moi, ce sont ses qualités humaines, son enthousiasme pour la Recherche qui ne faiblit jamais, même quand "la vie est dure" ! Qu'il soit remercié ici.

Je remercie les rapporteurs, Messieurs les Professeurs G. ABBA et J.F. LEMAÎTRE, ainsi que Monsieur le Professeur J.M. KAUFMANN.

Je remercie Monsieur LACOUR (de la Société S2M) et Monsieur J.C. MERCIER (de la Société ALSTOM Moteurs Nancy) d'avoir accepté de juger ce travail, après avoir assisté à une démonstration de manipulation au laboratoire du *G.R.E.A.-LGIPM THIONVILLE*.

Je remercie Monsieur Justo NIETO NIETO, Recteur de l'Université Polytechnique de VALENCIA de l'intérêt qu'il a manifesté à cette étude et de venir à METZ pour participer au jury.

Je suis très reconnaissant aux nombreuses personnes qui ont collaborées avec moi : Messieurs B. JOURDAIN et L. MIRANDA, élèves ingénieurs de 5^o année de l'ENIM, qui ont participé aux travaux de conception des prototypes, Messieurs B. BUSCH, S. JACQUET et Mademoiselle C. GAUTHIER qui ont travaillé à la mise en route du banc expérimental.

Merci à Monsieur L. MOREL, Maître de Conférence, et Mademoiselle Monica PEREZ, thésarde au *G.R.E.A.-LGIPM* de THIONVILLE, ainsi que Monsieur Costin GAVRILESCU de l'Université Polytechnique de Bucarest qui ont participé à la phase essais et mesures, à Monsieur André MAYER, ingénieur de recherche du LGIPM, et aux nombreux collègues de l'ENIM, parmi, lesquels Messieurs A. SGARBI et D. AUBRY, professeurs de construction mécanique, Monsieur P. VIEVILLE, professeur de mécanique vibratoire. Pardon à tous ceux que je ne cite pas, mais qui à l'occasion ont dû supporter mes impatiences.

Remerciements

Merci à Monsieur le Professeur Michel CAZIN pour ses précieux conseils et le soutien apporté au moment de la rédaction de ce mémoire. Merci à Monsieur le Professeur VERNADAT pour son soutien et ses conseils éclairés.

Merci à Emile MARTINCIC, Chercheur au GREA-Valencia, à Vicente AUCEJO, Ingénieur de recherche au GREA-Valencia, merci à Olimpiu COROS, chercheur de l'Université Polytechnique de Bucarest qui ont participé très activement à la partie calculs magnétiques de ce travail.

Merci encore à Monsieur FICHAUX de la Société ERI de m'avoir fait part son savoir-faire dans les domaines de l'électrotechnique, de la mécanique et de la plasturgie ; il a aussi guidé la conception et la fabrication des prototypes.

Merci à Brigitte FINEL pour sa lecture attentive et son aide précieuse au niveau de l'informatique.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

1ère Partie

Conversion d'Énergie Electromécanique Directe pour l'Usinage à Grande Vitesse : les Electrobroches

CHAPITRE 1

L'USINAGE À GRANDE VITESSE

1.1 Introduction	3
1.1.1 Historique	3
1.1.2 Définition de l'UGV.....	5
1.2 Procédés de l'UGV.....	6
1.2.1 Fraisage à Grande Vitesse	6
1.2.2 Rectification à Grande Vitesse (RGV).....	7
1.2.3 Perçage à Grande Vitesse	8
1.2.4 Tournage à Grande Vitesse.....	8
1.3 Caractérisation de l'UGV	9
1.3.1 Les améliorations apportées par l'UGV	9
1.3.1.a Amélioration de la productivité	
1.3.1.b Amélioration de la qualité	
1.3.1.c Conditions de lubrification	
1.3.1.d Gains en faisabilité	
1.3.1.e L'UGV est un investissement rentable	
1.3.2 Les limitations actuelles de l'UGV.....	18
1.3.2.a Concernant les machines	
1.3.2.b Préparation du travail	
1.3.2.c Les outils	
1.3.2.d Environnement	
1.3.2.e Sécurité	

CHAPITRE 2

LES ELECTROBROCHES : ETAT DE L'ART ET BESOINS INDUSTRIELS

Introduction	22
2.1 Principaux constituants d'une électrobroche.....	22
2.1.1 le moteur	23
2.1.2 les paliers	24
2.1.3 Les paliers à roulements hybrides	27
2.1.4 La lubrification des paliers	28
2.2 Améliorations technologiques apportées par les électrobroches.....	28
2.3 Principales limites des électrobroches.....	28
2.4 Situation du marché.....	30

Références bibliographiques de la première partie	32
---	----

2^{ème} Partie

Performances de Procédés Electromécaniques Actuels pour la Grande Vitesse

CHAPITRE 3

PERFORMANCES DYNAMIQUES ACTUELLES : DES RECHERCHES EN COURS SUR LES PALIERS MAGNÉTIQUES INTÉGRÉS

3.1 Comportement dynamique d'un rotor	36
3.1.1 Introduction.....	36
3.1.2 Mise en équation du mouvement du rotor.....	39
3.1.3 Etude du système libre : recherche des valeurs propres.....	40
3.1.4 Rotor en rotation excité par ses balourds.....	41
3.2 Recherches sur des procédés à paliers magnétiques intégrés	44
3.2.1 Introduction.....	44
3.2.2 Le concept de palier magnétique intégré.....	45
3.2.3 Performances des procédés à paliers magnétiques intégrés dans une machine synchrones à aimants permanents	47
<i>Recherches de l'équipe du Professeur OKADA :</i>	
Etude des moteurs synchrones avec aimants permanents déposés	
Etude des moteurs synchrones avec aimants permanents enterrés	
Une nouvelle structure de palier magnétique intégré dans un moteur synchrone à aimants permanents	
<i>Recherches de l'équipe du Professeur CHIBA et du Professeur FUKAO</i>	
<i>Recherches de l'équipe de l'E.T.H.</i>	
<i>Recherches de l'équipe du Professeur SILBER</i>	

CHAPITRE 4

DES MODES DE GÉNÉRATION D'EFFORTS MAGNÉTIQUES POUR LA GRANDE VITESSE : PERFORMANCES INHÉRENTES À LA QUALITÉ DE LA CONVERSION

Introduction	54
4.1 La génération d'effort par Réductance variable et double saillance	54
4.1.1 Un peu d'histoire	54
4.1.2 Principe de la conversion électromagnétique à réductance variable.....	55
4.1.2.a Présentation du moteur à réductance variable et double saillance	
4.1.2.b Expression du couple du moteur à réductance variable et double saillance	
4.1.2.c Alimentation par convertisseur statique	
4.1.2.d Autopilotage	
4.1.2.e Avantages et inconvénients du moteur à réductance variable et double saillance	
4.2 La conversion d'énergie sans capteur	62
4.2.1 Détection de la forme d'onde	63
4.2.2 Mesure de la variation de l'inductance	63
4.2.3 Méthode flux/courant	65
4.2.4 Méthode basée sur des observateurs	65
4.2.5 Mesure des tensions induites par mutuelle inductance.....	65

Références bibliographiques de la deuxième partie	66
---	----

3ème Partie

Des Recherches sur Deux Prototypes Ultra-Rapides
à Réductance Variable et Double Saillance**CHAPITRE 5****CONCEPTION ET MODÉLISATION MAGNÉTIQUE ET MÉCANIQUE DE
DEUX PROTOTYPES ULTRA-RAPIDES À RÉDUCTANCE VARIABLE ET
DOUBLE SAILLANCE**

Introduction	72
5.1 Conception et Modélisation Magnétique	73
5.1.1 Détermination magnétique de la géométrie de chaque prototype.....	73
5.1.1.a Choix de la structure de base	
5.1.1.b Structure des stators : nombre de dents	
5.1.1.c Structure des rotors	
5.1.1.d Géométrie des stators	
5.1.1.e Géométrie des rotors	
5.1.1.f L'entrefer	
5.1.2 Optimisation magnétique de la géométrie des moteurs.....	79
5.1.2.a Objectif	
5.1.2.b Paramètre Ampères-tours	
5.1.2.c Première géométrie	
5.1.2.d Performances du premier modèle	
5.1.2.e Optimisation de l'angle des dents rotoriques de la première géométrie	
5.1.2.f Nouvelle géométrie des dents rotoriques	
5.1.2.g Conclusion	
5.1.2.h Données finales de la géométrie des prototypes	
5.2 Conception et Modélisation Mécanique	92
5.2.1 Introduction.....	92
5.2.2 Paramètres mécaniques influant sur le choix de l'entrefer.....	93
5.2.2.a Déformation des différents composants	
5.2.2.b Défauts d'usinage	
5.2.2.c Défauts d'assemblage	
5.2.2.d Défauts d'équilibrage	
5.2.3 Grandeurs liées au choix de l'entrefer.....	94
5.2.4 Détermination de l'entrefer.....	94
5.2.5 Distribution des contraintes dans les rotors.....	95
5.2.5.a Choix de la liaison rotor/arbre	
5.2.5.b Optimisation mécanique de la géométrie des rotors	
5.2.5.c Solution retenue	
5.2.6 Dilatation thermique des rotors et de leur enrobage.....	104
5.2.7 Dilatation thermique de l'ensemble stator/carter.....	106
5.2.8 Résumé de la méthodologie suivie.....	108
5.2.9 Fréquences propres et déformées du stator.....	109
5.2.10 Calcul analytique des fréquences propres du rotor.....	111
5.2.10.a Rotor parfaitement rigide	
5.2.10.b Le rotor est-il flexible ?	
5.3 Calcul du couple moyen des deux prototypes à partir de la modélisation par éléments finis	115
5.3.1 Préparation du calcul.....	115
5.3.2 Résultats des calculs.....	117
5.3.2.a Flux et induction en position alignée	
5.3.2.b Flux et induction en position désalignée	

5.3.3 Calcul du couple électromagnétique moyen.....	122
5.3.3.a avec un entrefer de 0,3 mm	
5.3.3.b avec un entrefer de 0,4 mm	
5.4 Fabrication du prototype.....	125
5.4.1 Choix du procédé de découpe des tôles.....	125
5.4.2 Bobines du stator.....	128
5.5 Montage du prototype	130

CHAPITRE 6

PERFORMANCES DYNAMIQUES D'UN NOUVEAU PROCÉDÉ DE FABRICATION DE ROTOR ET CARACTÉRISATION EXPÉRIMENTALE DES DEUX PROTOTYPES ULTRA-RAPIDES

Introduction	131
6.1 Performances Dynamiques d'un Nouveau Procédé de Fabrication de Rotor	131
6.1.1 Introduction.....	131
6.1.2 Analyse de la structure électromécanique classique du rotor de machine à réductance variable.....	132
5.3.2.a Point de vue magnétique	
5.3.2.b Point de vue mécanique	
6.1.3 Présentation d'une nouvelle structure de rotor sans arbre traversant.....	134
6.2 Caractérisation Expérimentale Electromagnétique	136
6.1.1 Courbes des tensions et courants	136
6.1.2 Caractéristiques (flux total/courant) à l'arrêt	138
6.1.3 Caractéristiques (flux total/courant) en rotation	140
6.2 Détermination du couple	142
6.3 Estimation des pertes mécaniques.....	142
Conclusion	145
 Références bibliographiques de la troisième partie.....	 146

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion Générale.....	147
---------------------------------	------------

INTRODUCTION GENERALE

Ce travail de thèse se situe dans le contexte industriel du développement de l'**Usinage à Grande Vitesse (UGV)**, notamment en ce qui concerne les électrobroches. Compte tenu des exigences de plus en plus sévères des utilisateurs de l'UGV (aéronautique, automobile, moulistes....) en termes de qualité, de réduction des temps de production et réduction des coûts, les électrobroches actuelles sont pratiquement aux limites des besoins industriels. L'étude des électrobroches en vue d'assurer des performances compatibles avec les exigences sévères de l'industrie mécanique est une nécessité. Le travail de recherche sur les électrobroches est par essence même une approche pluridisciplinaire, comme nous le verrons dans ce mémoire, compte-tenu de l'intégration technologique mécanique - électrotechnique - automatisme nécessaire à ces éléments.

L'étude proposée comprend trois grandes parties :

1. Etude du contexte général de l'UGV et état de l'art des électrobroches :
Avantages de l'UGV par rapport aux techniques d'usinage traditionnelles, et contraintes nouvelles inhérentes à cette technique avancée.
Etude des électrobroches en tant que composant fondamental des machines à UGV : leurs avantages et inconvénients, et leurs limites technologiques actuelles.
Une analyse de l'offre actuelle d'électrobroches, associée à une définition des besoins industriels en terme de performances de nouvelles électrobroches, terminera cette première partie.
Cette première partie nous montre que les besoins industriels ne correspondent pas à l'offre actuelle des électrobroches.
2. Dans la deuxième partie, nous identifierons les performances dynamiques des procédés électromécaniques actuels pour la grande vitesse liées :
 - à la fabrication du rotor lui-même,
 - aux paliers magnétiques.A cause des limites imposées par les paliers et par les contraintes mécaniques du rotor, la deuxième partie présentera des procédés, comme solutions à ces limites, en cours de recherche dans différents laboratoires internationaux.
3. Enfin, dans la troisième partie, nous étudierons la faisabilité du mode de génération d'efforts, au moyen d'une structure à **Réductance Variable et Double Saillance (RVDS)**, et la réalisation et l'expérimentation de deux prototypes ultra-rapides. Nous proposerons ensuite une amélioration des performances dynamiques pour la grande vitesse, par un nouveau procédé de fabrication du rotor sans arbre traversant, qui a fait l'objet d'un dépôt de brevet.

Cette thèse s'inscrit dans la continuité des travaux développés par le professeur VIVES FOS de l'Université Polytechnique de Valencia.

1ère Partie

Conversion Electromécanique Directe d'Energie

pour l'Usinage à Grande Vitesse :

Les Electrobroches

INTRODUCTION

L'UGV est souvent présenté comme le « fruit » d'une merveilleuse découverte : si l'on augmente les vitesses de coupe au-delà des limites habituelles, on commence par traverser une zone de vitesses inutilisables en pratique, baptisée « vallée de la mort ». Ensuite, on entre dans un paradis de l'usineur : les énergies et les efforts spécifiques de coupe diminuent, les états de surface deviennent excellents, les durées de vie des outils augmentent pour devenir largement supérieures aux durées obtenues en usinage conventionnel.

Cette première partie montre que pratiquer l'UGV, ce n'est pas seulement se décider à franchir une barrière de vitesse de coupe, c'est aussi mettre en œuvre de façon rationnelle, au meilleur niveau de performance économique, tous les éléments entrant dans la définition de l'opération d'usinage concernée sans se limiter uniquement aux paramètres de coupe. En particulier, nous nous intéresserons à l'un des éléments de machine des plus importants : l'électrobroche. Nous montrerons également dans cette partie que les problèmes posés aux électrobroches par l'UGV, et leurs solutions, varient suivant les techniques d'usinage et les matériaux concernés.

L'UGV est une technique récente ; les performances des électrobroches mises sur le marché évoluent rapidement. Ce qui implique que la demande des utilisateurs est forte et justifie de nombreux travaux de recherche.

Pourquoi l'UGV plutôt que l'usinage traditionnel ?

L'électrobroche : pourquoi ?

Quels sont les besoins des industriels en terme d'électrobroches ?

Les performances actuelles des électrobroches sont-elles suffisantes ?

CHAPITRE 1

-

Conversion électromécanique Directe d'Energie pour l'Usinage à Grande Vitesse : Les Electrobroches

1.1 Introduction

L'application de l'usinage à grande vitesse ou à très grande vitesse est en évolution constante et ses utilisations sont de plus en plus nombreuses. Les technologies de production subissent aujourd'hui une évolution tout aussi importante que celle qu'elles ont connue lors de l'introduction de la commande numérique.

L'introduction de cette technologie dans les unités de production va réduire les coûts et va contribuer à améliorer les flux de production et diminuer encore les encours et la logistique dans les unités de fabrication. Les travaux proposés dans le domaine des électrobroches à très grande vitesse sont fondamentaux pour l'évolution de l'UGV compte tenu de l'importance des éléments précédents au niveau des machines outils futures. Il reste encore un autre domaine de recherche à développer au niveau des technologies de déplacement des chariots et du pilotage des machines-outils.

1.1.1 Historique

Les premiers travaux sur l'usinage à grande vitesse ont été effectués en rectification : il est en effet très facile d'obtenir une grande vitesse de coupe avec de faibles vitesses de rotation si le diamètre de la meule est important.

Les premiers travaux de recherche sur l'usinage à grande vitesse de rotation remontent à la fin des années 1970.

Outre les procédés de rectification, dans lesquels les hautes vitesses de broches - spécialement en rectification interne - ont été créées depuis un certain nombre

d'années, ces travaux ont d'abord porté sur le fraisage de l'aluminium. L'utilisation de broches spéciales à haute vitesse a été confinée dans quelques exploitations industrielles spécialisées : l'industrie aéronautique a été le principal acteur en recherche et développement dans ce champ de l'optimisation des taux d'enlèvement du métal pour des pièces intégralement en aluminium.

Puis grâce aux développements des matériaux des outils coupants, les recherches se sont orientées dans les années 1980 vers le fraisage des fontes et des aciers [2].

La crise de l'aéronautique d'une part et le changement culturel induit au niveau des procédés de fraisage des fontes et aciers d'autre part, ont freiné le développement de cette technologie à ses débuts.

Le but principal de ces développements était l'amélioration de la productivité par accroissement du taux d'enlèvement du métal.

L'augmentation des vitesses de coupe réduit les efforts de coupe, dissipe la chaleur dans le copeau enlevé, génère de meilleurs états de surface, et déplace les plages de vibrations critiques. La conséquence la plus importante est la réduction des coûts de production que le procédé a induit selon [3].

Les éléments qui ont permis le développement de l'UGV sont par ordre d'importance les suivants :

- le développement des outils coupants, tant au niveau des matériaux qu'au niveau des technologies de conception et de réalisation [2],
- le développement des électrobroches avec roulements à billes en céramique.

Au début des années 1980 en Angleterre, par exemple, les broches disponibles chez British Aerospace Industry travaillaient dans la plage des 6 000 à 10 000 tr/min. En 1985 British Aerospace Industry et la Société d'outils de coupe "Marwin" ont défini que l'UGV concerne toute application d'usinage pour laquelle les vitesses de broche dépassent 12 000 tr/min. Ces vitesses étaient couplées avec des vitesses d'avance et des possibilités de contournement dépassant 5 m/min. A partir de cette définition, le point de départ pour tout projet d'UGV des alliages d'aluminium avec British Aerospace était "*12 000 tr/min x 5 m/min*".

Aujourd'hui l'UGV de l'aluminium se fait dans la plage des 30 000 tr/min x 15 m/min et plus.

Le travail de pièces en titane, ou autres matériaux exotiques nécessite des vitesses de broche et des vitesses d'avance plus faibles que dans les applications avec l'aluminium : c'est pour cette raison que l'appellation "High Performance Machining" (HPM) est utilisée dans l'industrie anglaise, au lieu de High Speed Machining (HSM) [4].

En France, l'UGV était développé pour améliorer les performances dans la fabrication des outillages et formes complexes, pour les secteurs suivants :

- le moule (injection plastique, verrerie, soufflage, ...),
- la forge,
- l'emboutissage.

Aujourd'hui, les secteurs d'application de l'UGV sont de plus en plus nombreux et principalement [5] :

- l'industrie des aubes de turbine et de compresseur,
- l'industrie biomédicale,
- l'industrie de la fonderie,
- le prototypage rapide,
- l'industrie de fabrication d'outillages non conventionnels.

Au cours des 20 dernières années, la productivité du procédé usinage a été multipliée, dans les cas les plus défavorables par trois, grâce aux développements expérimentaux qui ont été conduits dans le cadre du saut technologique sur l'usinage à grande vitesse, réalisé au CETIM avec 10 entreprises.

1.1.2 Définition de l'UGV

La notion de grande vitesse ou de très grande vitesse est relative ; elle se définit par rapport aux vitesses couramment employées dans l'industrie [1].

Plusieurs définitions de l'UGV sont possibles ; elles dépendent à la fois du procédé d'usinage (fraisage, rectification, perçage ou tournage) et de la technologie utilisée : vitesse de rotation, vitesse de coupe ou vitesse d'avance.

On peut évidemment avoir de grandes vitesses de rotation, avec de faibles vitesses de coupe si le diamètre de l'outil est petit. Inversement, on peut être dans le domaine de l'UGV avec de faibles vitesses de rotation : une fraise tourteau, par exemple, de diamètre 200 mm, travaillant dans un acier à 2 400 tr/min, donne une grande vitesse de coupe de 1 500 m/min. Il en est de même pour une meule de grand diamètre en rectification.

Pour l'utilisateur en fait, la notion de très grande vitesse concerne surtout la vitesse de coupe car elle conditionne l'amélioration de la productivité.

Notons qu'une très grande vitesse de coupe va induire, avec les petits outils, un surcroît de vitesse de rotation, qui n'est qu'une conséquence, et non une fin en soi.

On peut retenir la définition de la grande vitesse du Professeur Vives Fos [1]:

"une grande vitesse de coupe est une vitesse de coupe qui entraîne des températures suffisamment élevées dans la zone de cisaillement pour que les propriétés mécaniques du matériau usiné soient diminuées à cet endroit par un changement de structure et des sollicitations mécaniques très différentes de l'usinage conventionnel.

En résumé, on peut noter :

- que les outils de coupe ont une importance déterminante du fait qu'ils doivent résister à de hautes température,
- qu'il n'y a pas une valeur seuil unique, au delà de laquelle commencerait la grande vitesse, mais cette limite dépend largement des matériaux usinés,
- que la coupe à grande vitesse peut concerner des procédés d'usinage nouveaux".

1.2 Procédés de l'UGV

1.2.1 Fraisage à Grande Vitesse

Le fraisage est un procédé d'usinage par enlèvement de copeaux. C'est un procédé de coupe discontinu : l'épaisseur du copeau est variable dans le temps et passe par une valeur nulle. Ce type de procédé génère des chocs aux discontinuités.

Le fraisage se caractérise par la rotation de la fraise autour de son axe et le déplacement relatif de la pièce.

Dans le domaine des électrobroches, c'est le procédé de fraisage qui demande les plus grandes exigences et les besoins sont très diversifiés.

La Figure 1- 1 donne un résumé actuel des plages de l'UGV en fraisage [9] :

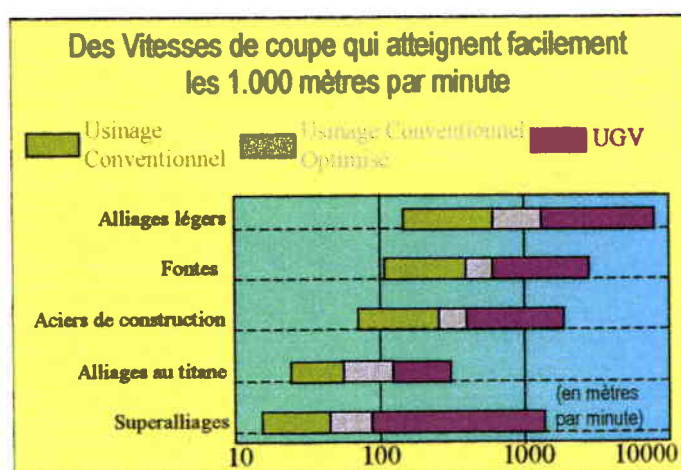


Figure 1- 1

Comparaison des vitesses de coupe en fraisage dans quelques matériaux
Selon [26]

1.2.2 Rectification à Grande Vitesse (RGV)

La rectification est un procédé d'usinage par abrasion. Des grains abrasifs sont agglomérés par un liant pour former une meule. Chaque abrasif se comporte alors comme un outil de coupe de très petite taille, mais de très grande dureté.

La rectification permet d'obtenir de très bons états de surface et d'usiner des pièces à très grande dureté, tout en conservant une grande productivité. Il s'agit du procédé de finition le plus couramment utilisé.

Une étape importante dans l'évolution de la rectification voit le jour dans les années 60, grâce à un nouvel abrasif : le nitrure de bore cubique (CBN). Il est l'abrasif le plus dur après le diamant et n'a pas d'affinité chimique avec le fer. Le développement de meules avec un corps en acier recouvert d'un bandeau abrasif de quelques millimètres d'épaisseur, permet d'atteindre des vitesses périphériques de plus de 100 m/s.

C'est à partir des années 70 que des développements importants sont réalisés dans plusieurs universités allemandes : le développement des broches à haute fréquence de rotation, celui de la commande numérique, la précision des glissières et l'augmentation de la rigidité des bâtis permettent la mise au point de la RGV.

La plus grande vitesse de coupe fut atteinte en 1990 lors d'essais réalisés à Aix-la-Chapelle à 500 m/s (1800 km/h).

A partir de ces travaux, la rectification à haute performance ou rectification à grande vitesse va se développer car on peut atteindre une vitesse de coupe élevée, des passes profondes et des avances rapides.

On parlera donc de rectification à grande vitesse pour des vitesses de coupe supérieures à 130 m/s. En dessous de 80 m/s, il s'agit de rectification conventionnelle, et entre 80 et 130 m/s, il s'agit de rectifieuses conventionnelles optimisées, pour lesquelles les vitesses de coupe seules ont été augmentées.

L'augmentation de la vitesse de la meule présente l'avantage de réduire l'épaisseur du copeau, donc des efforts normaux et transversaux, qui sont essentiellement mis en oeuvre lors de la rectification en plongée ou par passes profondes. Il s'en suit une diminution des défauts de forme des pièces usinées, une amélioration de l'état de surface, une augmentation de la durée de vie de la meule et du débit spécifique d'enlèvement de matière.

La mise en oeuvre de la rectification à très grande vitesse nécessite une machine stable thermiquement et dynamiquement, avec la puissance nécessaire à l'opération donnée et un système d'arrosage efficace.

Pour la rectification à grande vitesse, il faut envisager l'utilisation d'électrobroches soit à paliers sur roulements, soit à paliers à air, soit à paliers hydrodynamiques, soit à paliers magnétiques. On trouve sur le marché des broches

d'une puissance allant jusqu'à 100 kW à 20 000 tr/min et des broches avec des vitesses de rotation allant jusqu'à 400 000 tr/min avec une puissance de quelques centaines de watts. Les technologies actuelles n'offrent que des compromis entre grande puissance et grande vitesse de rotation. Certaines broches offrent une puissance maximale constante sur toute la plage des vitesses, mais avec une diminution du couple lorsque la vitesse croît (broches à puissance constante). D'autres offrent un couple constant mais avec une augmentation de la puissance lorsque la vitesse croît (broches à couple constant).

La rectification haute performance ou rectification à grande à vitesse est intégrée progressivement dans l'industrie compte-tenu du coût élevé de ces machines.

En rectification interne, les vitesses de rotation sont plus élevées, de 180 000 tr/min à 400 000 tr/min.

Le procédé de rectification à grande vitesse est cependant encore mal connu, spécialement sur les points suivants :

- les conditions de coupe,
- les lubrifiants à utiliser,
- les conditions d'arrosage,
- les matériaux usinables,
- la précision des machines (rigidité, accélérations, stabilité),
- les systèmes de sécurité (carénage, systèmes anti-feu),
- le processus de formation du copeau,
- les meules.

1.2.3 Perçage à Grande Vitesse

Le perçage est généralement une sous-opération de fraisage et les études sur le perçage à grande vitesse se font en parallèle avec les recherches sur le fraisage. Dans l'état actuel des applications, on distingue le perçage à grande vitesse dans les matériaux durs, les composites et les plastiques des plaques supports de composants électroniques.

La gamme des électrobroches nécessaires au procédé de perçage nécessite moins de puissance, par contre les vitesses de rotation doivent être très élevées pour l'usinage des matériaux tendres.

1.2.4 Tournage à Grande Vitesse

Le tournage à grande vitesse s'applique principalement aux métaux très durs. En effet, des matériaux difficilement usinables à faible vitesse sont tournés aujourd'hui avec des vitesses de coupe de 10 à 20 fois supérieures.

Dans les applications du tournage à grande vitesse, il y a de fortes limitations au niveau de la prise des pièces. En effet, les mandrins ne sont plus utilisables en grande vitesse de rotation et il faut réaliser des porte-pinces et des outillages spéciaux.

Dans l'ensemble, le besoin en électrobroches pour le tournage est plus limité qu'en fraisage. Le problème que l'on devra traiter dans le domaine du tournage sera lié aux variations d'inertie induites par les changements de pièces à usiner et les outillages associés.

1.3 Caractérisation de l'UGV

Le développement de la technologie de coupe des métaux a pour objectifs [8] :

- 1- d'améliorer la quantité de métal enlevée
 - en réduisant la consommation d'énergie
 - en réduisant l'usure des outils
- 2- d'améliorer
 - la précision dimensionnelle
 - la qualité de surface

1.3.1 Les améliorations apportées par l'UGV

1.3.1.a Amélioration de la productivité

L'UGV contribue à l'amélioration de la productivité grâce aux vitesses d'avance élevées qui entraînent une réduction des temps d'usinage par l'augmentation du débit matière (temps d'usinage plus faibles).

En fraisage par exemple, les débits instantanés de copeaux sont 10 fois supérieurs à ceux de l'usinage conventionnel.

La réduction des changements d'outils et d'outillages améliore la qualité et réduit les en-cours de fabrication.

Prenons l'exemple en usinage de boîtes de vitesses (industrie automobile) d'après [7] :

Types d'outils	Machine transfert	Machine UGV
Outils diamants	23	5
Taraudage	17	4

Tableau 1- 1

Tableau comparatif pour une même réalisation entre une machine transfert et une machine UGV

L'utilisation d'une machine transfert nécessite l'emploi de 23 outils de coupe de perçage, fraisage et 17 tarauds. L'usinage sur centre d'usinage à grande vitesse n'utilise que 5 outils de fraisage, perçage et 4 tarauds, soit une diminution du nombre d'outils utilisés de 77 %. Ces réductions ont des conséquences très importantes sur la logistique de production et l'ensemble du système de production.

On constate par ailleurs que les cycles de fabrication peuvent être considérablement réduits (jusqu'à 75%). Un exemple de comparaison comportant les paramètres de productivité, rugosité et opérations de finition par polissage entre fraisage conventionnel et fraisage UGV d'un poinçon en acier 55NCDV7+S à 1 600 MPa est donné Figure 1- 2 [2] :

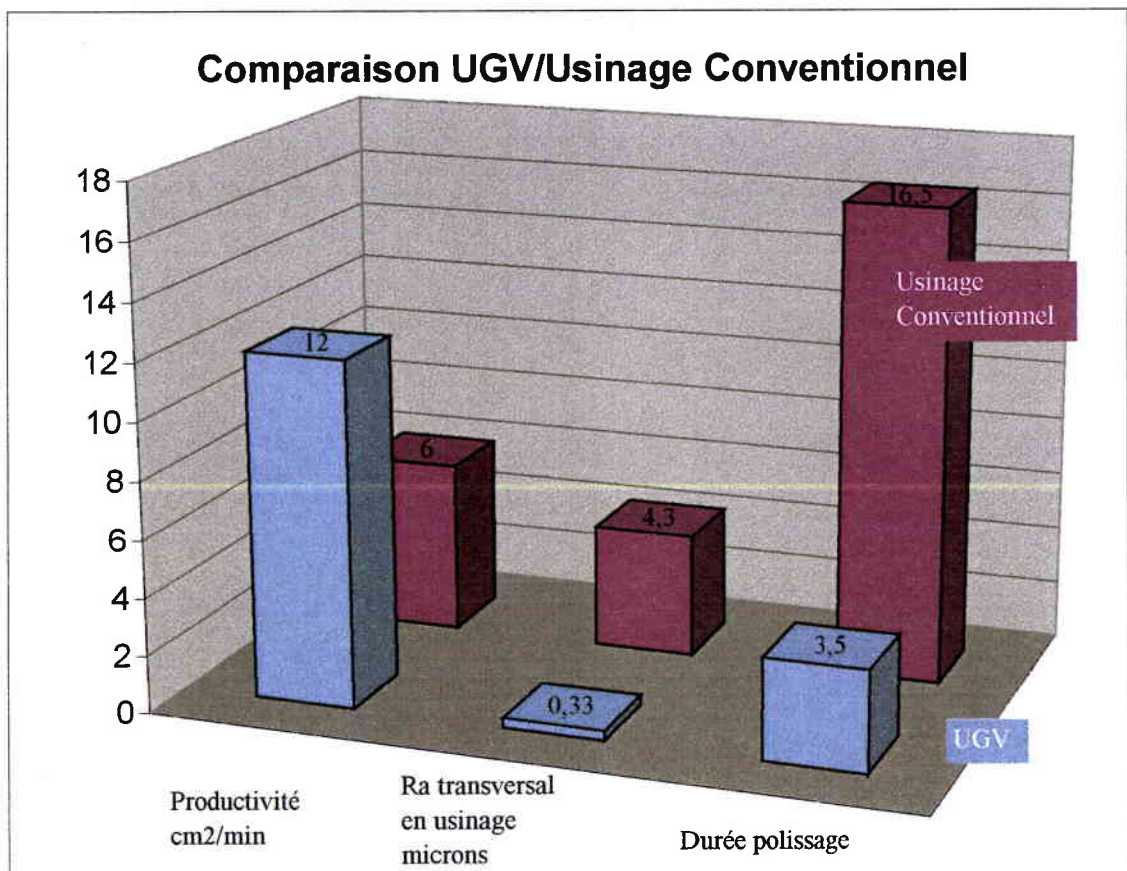


Figure 1- 2

Comparaison Usinage Conventionnel/UGV

Usinage conventionnel : Carbure $V_c=100\text{m/min}$; $p=0.8\text{ mm}$

UGV : CBN BZN 6000 $V_c=900\text{m/min}$; $p=0.2\text{ mm}$

Fraise hémisphérique $D=20\text{ mm}$ – Usinage à 45°

Dans cet exemple, nous constatons :

- que la notion de volume de copeaux enlevés n'est plus adaptée et qu'il convient de définir la notion de surface terminée par unité de temps,
- que l'état de la surface réalisée est considérablement amélioré par rapport à l'usinage classique,

➤ que les opérations de finitions manuelles de polissage pour ces types de fabrications sont réduits de 70 %, ce qui est considérable.

Dans le cas de l'usinage d'un poinçon d'emboutissage pour l'industrie automobile selon [26], on peut comparer grâce au Tableau 1- 2 et au Tableau 1- 3 les améliorations importantes apportées par l'UGV dans la réalisation de ces outillages comparativement aux usinages conventionnels :

Usinage en fraisage conventionnel		
	Outil	Temps (heures)
EBAUCHE (à + 2 mm du profil)	Fraise Boule d = 50 mm et reprise d = 20 et 30 mm Carbure P25	28
½ FINITION (à + 0.5 mm du profil)	Fraise Boule d = 40 mm et reprise d = 20 et 30 mm Carbure P25	32
FINITION	Fraise Boule d = 30 mm et reprise d = 20, 12 et 8 mm Carbure P25	120 y compris reprises
ECRETAGE PIERRAGE	En opération manuelle sans machine automatique à polir	200
MISE AU POINT	Sur presse à présenter	80
TEMPS TOTAL de CYCLE de FABRICATION		460

Tableau 1- 2

Performances obtenues par l'utilisation des usinages conventionnels

Usinage avec finition en UGV		
	Outil	Temps
EBAUCHE (à 2 mm du profil)	Fraise Boule d = 50 mm et reprise d = 20 et 30 mm Carbure P25	28 h
½ FINITION (à + 0.5 mm du profil)	Fraise Boule d = 40 mm et reprise d = 20 et 30 mm Carbure P25	32 h
FINITION	Fraise Boule d = 20 mm et reprise d = 12 et 8 mm Carbure P25	40 h y compris reprises
ECRETAGE PIERRAGE	En opération manuelle à 90 % avec machine automatique à polir à 10 %	40 h
MISE AU POINT	Sur presse à présenter	20 h
TEMPS TOTAL de CYCLE de FABRICATION		160 h

Tableau 1- 3

Performances obtenues en UGV

Ainsi, dans le cas de l'usinage de ces outillages qui sont réalisés à quelques unités, on peut améliorer la productivité globale de 25% et plus.

Dans le cas de la fabrication en petites séries, on peut atteindre une amélioration de la productivité de 35 à 40 %.

Les gains en productivité se font non seulement au polissage (temps divisé par 3), mais aussi en usinage du fait des vitesses d'avance très élevées.

La maîtrise du temps de polissage (partie manuelle réduite), facilite l'estimation des coûts réels de production [19].

Dans beaucoup de cas, on constate une augmentation remarquable de la durée de vie des outils :

Exemple : en rectification à grande vitesse, le cas de la rectification de gorges dans des pignons est assez représentatif (chez FORD, à Bordeaux).

- Ainsi, avec l'ancien procédé, les conditions de production étaient les suivantes :
 - Vitesse de coupe : 60 m/s,
 - Changement de la meule au bout de 5000 pièces,
 - Diamantage toutes les 5 pièces.

- Et en rectification à grande vitesse, on a obtenu :
 - Vitesse de coupe : 260 m/s,
 - Changement de la meule après 917 000 pièces (1,5 année de production),
 - Diamantage : inutile sur meule à dépôt électrolytique.

Soit : une vitesse multipliée par 4, suppression du diamantage et suppression des arrêts pour changement de meule.

L'amélioration des performances en UGV est très importante dans les usinages en grandes séries comme on peut le constater dans cet exemple.

1.3.1.b Amélioration de la qualité

- La diminution des efforts de coupe et de la température de la pièce ont trois conséquences :
 - Augmentation de la précision dimensionnelle (1 μ et 1/100 mm en formes complexes),
 - Diminution des déformations après usinage et élimination d'un certain nombre d'opérations de redressage [13],
 - Réduction des contraintes résiduelles d'usinage.

- Une meilleure qualité est aussi obtenue grâce à une amélioration de l'état de surface :

En fraisage, on peut obtenir grâce à l'UGV un état de surface proche du poli, ce qui induit, dans de très nombreux cas, la suppression des opérations de polissage. Les grandes vitesses de balayage permettent d'augmenter le nombre de passes, ce qui entraîne la réduction des profondeurs de passe et les hauteurs de crêtes diminuent. La géométrie des outils peut encore améliorer ces performances et cela génère d'importants gains de temps en polissage.

La Figure 1- 3 selon [24] montre la loi de variation du temps de fraisage en fonction des hauteurs de crêtes désirées, avec comme paramètre secondaire le diamètre de l'outil :

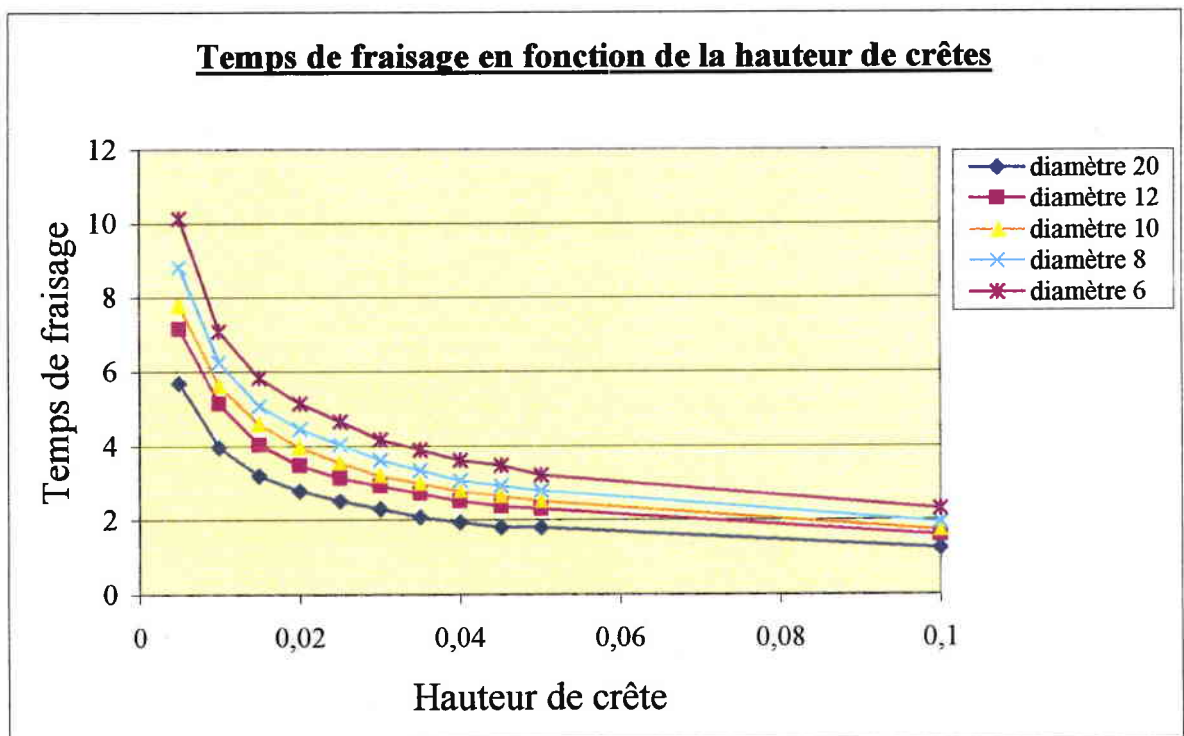


Figure 1- 3

Temps de fraisage en fonction de la hauteur de crêtes [24]

- Calculons la durée du temps de fraisage en fonction de la hauteur de crête, pour un diamètre d'outil déterminé (prenons le cas de la fraise de diamètre 8 mm, Figure 1- 3). La Figure 1- 4 montre que plus la hauteur de crêtes souhaitée est faible, plus l'avance par dent est faible, et plus le temps d'usinage augmente.

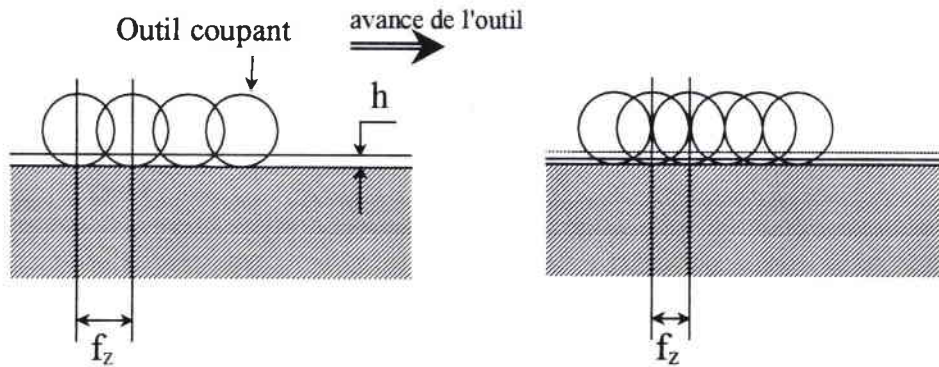
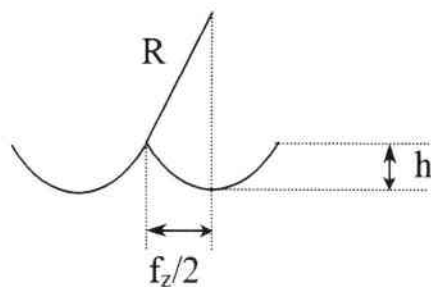


Figure 1- 4

f_z : avance par dent
 h : hauteur de crête

La Figure 1- 5 définit les principales variables qui permettent de faire le calcul des hauteurs de crêtes [25] :



R : rayon de l'outil
 h : hauteur de crête
 f_z : avance par dent

Figure 1- 5

A partir de la relation géométrique :

$$R^2 = (R - h)^2 + \frac{f_z^2}{4}$$

Nous tirons :

$$f_z = 2 \cdot \sqrt{2Rh - h^2}$$

Et le temps d'usinage admet une variation en $1/f_z$, ce qui donne les courbes de la Figure 1- 3.

- Une étude analogue peut être menée en fonction du pas du balayage (calculs analogues, mais dans une direction perpendiculaire au déplacement de l'outil).

- Par ailleurs, il est évident que la hauteur de crêtes diminue quand le diamètre de l'outil augmente, comme le montrent la Figure 1- 3 et la Figure 1- 6 suivante :

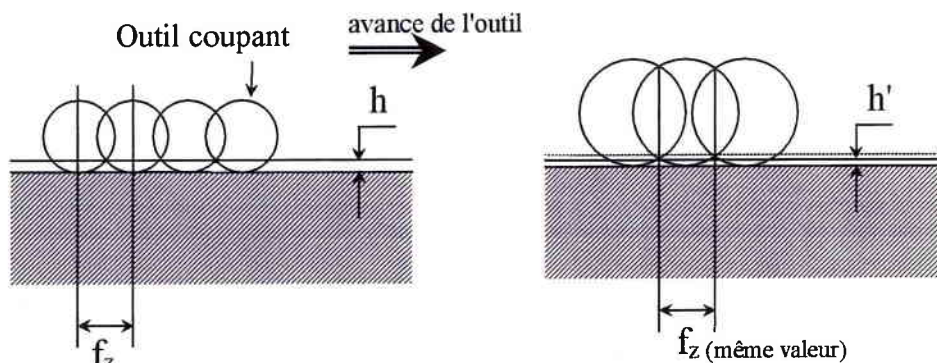


Figure 1- 6

f_z : avance par dent
 h et h' : hauteurs de crêtes

- Il reste alors à trouver le compromis le plus favorable sur le plan économique entre l'état de surface obtenu suite à l'opération d'usinage et le temps passé pour la phase de polissage. La Figure 1- 7 donne un exemple selon [24], toujours dans le cas d'une fraise de 8 mm :

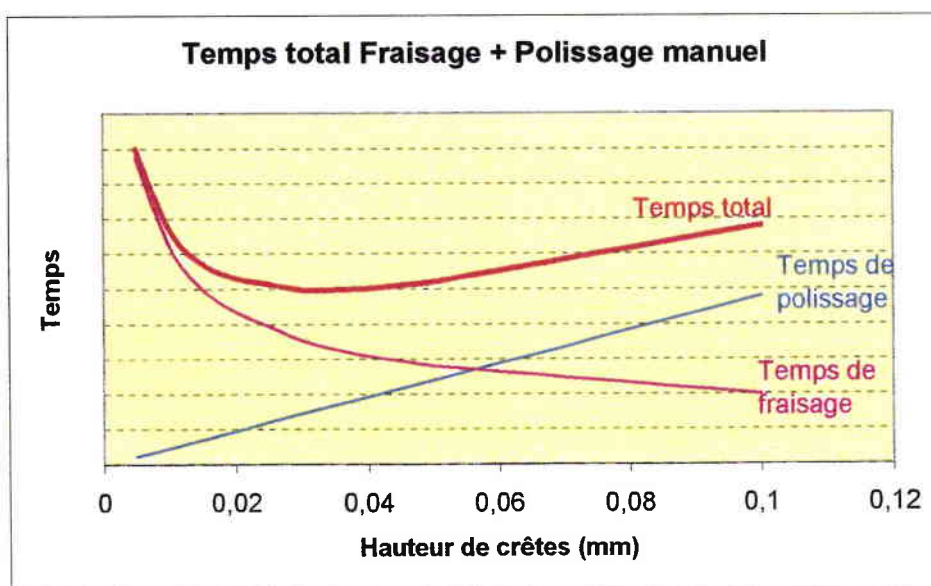


Figure 1- 7
Selon [24]

Aux considérations précédentes sur la qualité de l'état de surface, s'ajoutent les éléments supplémentaires suivants :

- Faible échauffement de l'outil [15],
- Possibilité de réaliser directement l'usinage de finition dans les aciers traités,
- Forte diminution des bavures.

1.3.1.c Conditions de lubrification

Dans le cas du fraisage des matériaux durs (aciers trempés ou fortement alliés) ou dans le cas du tournage dur, la possibilité d'usiner à sec, (puisque 80 % de la chaleur est évacuée dans le copeau) contribue à l'amélioration de l'environnement de l'opérateur [13], [14].

Dans les autres cas, l'arrosage demeure nécessaire : en perçage à grande vitesse, il faut un arrosage abondant pour éliminer les copeaux ; en rectification grande vitesse, il faut un arrosage à grand débit pour évacuer les calories et un arrosage forte pression pour dégraisser la meule. Dans l'usinage de l'aluminium, il faut aussi un arrosage pour évacuer les copeaux.

Des essais en micropulvérisation semblent donner de bons résultats.

1.3.1.d Gains en faisabilité

L'UGV apporte également des possibilités nouvelles en terme de faisabilité [11] ; quelques exemples illustreront cette affirmation :

- sur une maquette : le nouveau compromis temps d'usinage/précision pièce a permis d'améliorer la précision de la maquette,
- sur une matrice d'emboutissage : la géométrie de la pièce finie est donnée par des parcours d'outils sous commande numérique et non plus par une phase de polissage manuelle à risque sur la précision,
- sur des pièces en alliage d'aluminium : la technique UGV ouvre la voie à la conception de pièces à parois très minces de 0,5 à 0,9 mm (fond de poche de 0,3 mm), en remplacement :
 - des pièces réalisées en tôlerie,
 - des panneaux à raidisseurs rapportés.

Le rapport poids/performances est amélioré.

DASSAULT a usiné des raidisseurs minces de 1 mm d'épaisseur jusqu'à 70 mm de hauteur.

JABRO TOOLS B.V. cite une fabrication de parois minces de $0,15 \text{ mm} \pm 0,02$ sur une hauteur de 30 mm, obtenues avec une vitesse de coupe de 950 m/min [15].

Toutes ces performances sont apportées par [17] :

- une diminution de la température : lors de l'UGV, 80 % de la chaleur est évacuée par le copeau, contre 20 % en usinage conventionnel, ce qui a pour effet de limiter les déformations,
- une diminution des efforts de coupe, car l'enlèvement des copeaux s'effectue grâce à l'augmentation de vitesse de coupe avec des sections de copeaux faibles, donc effort et couple faibles,
- ceci a pour conséquence une bonne précision grâce à la faible flexion de l'outil.

1.3.1.e L'UGV est un investissement rentable

Malgré l'augmentation de l'investissement et des coûts d'exploitation, la rentabilité est améliorée par l'UGV.

Prenons un exemple en fraisage, selon la Société MIKRON [20]. Le Tableau 1- 4 montre l'amélioration de la rentabilité obtenue grâce à l'UGV par comparaison des coûts entre UGV et usinage classique : les paramètres qui sont pris en compte sont l'amortissement de la machine, l'entretien, les consommables et les frais de personnel. On obtient ainsi un taux horaire pour 1.800 h de travail.

Frais annuels	unité	Fraiseuse convent	Fraiseuse HSC
Amortissement	(DM)	50 000	80 000
Entretien, consommables, outils	(DM)	20 000	30 000
Frais de personnel	(DM)	125 000	125 000
Total	(DM)	195 000	235 000
Taux horaire	(DM)	108	130
Puissance de coupe	cm ³ /min	480	1 200

Tableau 1- 4
Amélioration de la rentabilité grâce à l'UGV

Ce taux, ramené au volume de 1000 cm³ de matière enlevée, donne :

- En usinage classique :

$$\text{frais par 1.000 cm}^3 \text{ enlevés} = \frac{108}{60 * 480} * 1000 = 3,75 \text{ DM}$$

- En UGV:

$$\text{frais par 1.000 cm}^3 \text{ enlevés} = \frac{130}{60 * 1200} * 1000 = 1,8 \text{ DM}$$

Soit un gain en UGV :

$$\text{Gain / UGV} = \frac{3,75 - 1,8}{3,75} * 100 = 52\%$$

L'UGV avec des machines à très hautes caractéristiques dynamiques permet d'envisager une utilisation en grande série [7].

Par exemple : 1 750 pièces par jour en trois équipes pour l'usinage de boîtes de vitesse pour l'automobile.

En résumé des avantages apportés par l'UGV, on peut donner le graphique suivant d'après SCHULTZ [3] :

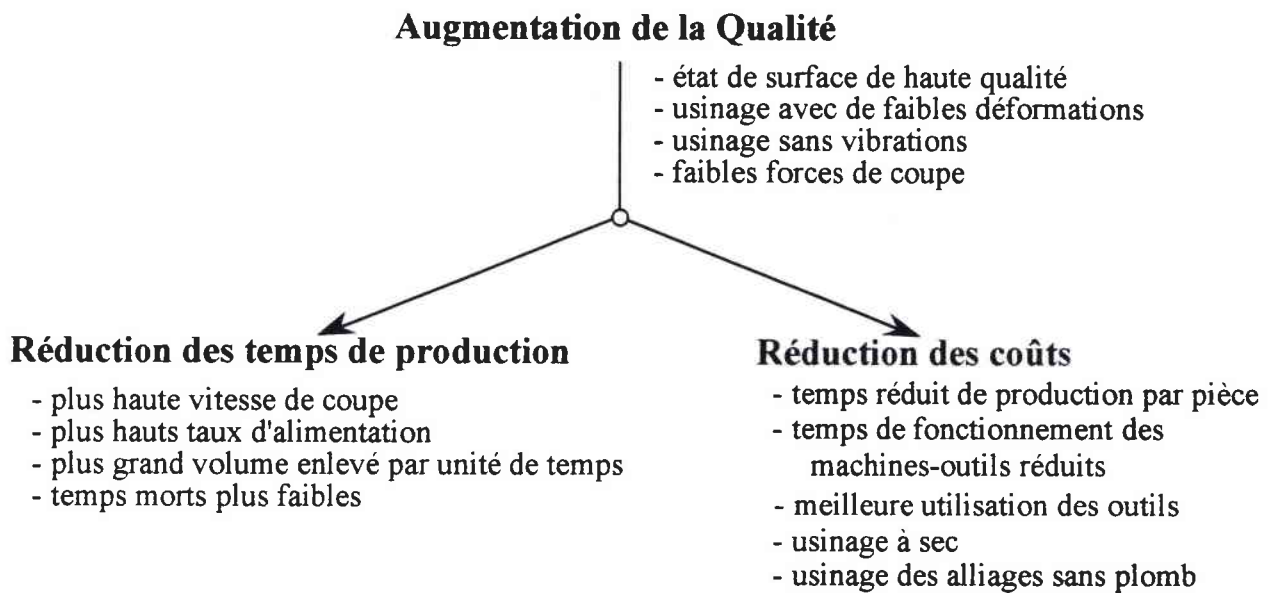


Figure 1- 8
Avantages de l'UGV d'après H. Schultz

1.3.2 Les limitations actuelles de l'UGV

1.3.2.a Concernant les machines

La technologie UGV impose des exigences fortes pour les vitesses de coupe et d'avance [20] : en fraisage par exemple, des vitesses de coupe élevées impliquent obligatoirement des vitesses d'avance élevées. Compte tenu des évolutions des électrobroches, on peut affirmer que la limitation la plus importante aujourd'hui est liée aux vitesses de déplacements.

Des vitesses de coupe élevées imposent des vitesses d'avance élevées :

$$f = f_z \cdot z \cdot n = \frac{f_z z}{\pi d} \cdot v_c \quad (1-1)$$

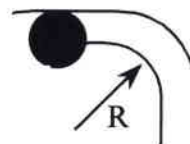
Où :

- f = vitesse d'avance en m/min
- f_z = avance par dent en mm
- z = nombre de dents
- n = vitesse de rotation en tr/min
- v_c = vitesse de coupe en m/min
- d = diamètre de l'outil en mm

Des vitesses d'avance élevées exigent en contournage des accélérations élevées.

Dans l'exemple de la figure ci-contre, l'accélération est :

$$a = \frac{f^2}{3600 \cdot R}$$



La Figure 1- 9 donne l'évolution des accélérations en fonction du rayon de courbure pour différentes avances. On remarque que pour des avances élevées, les accélérations peuvent atteindre des valeurs considérables.

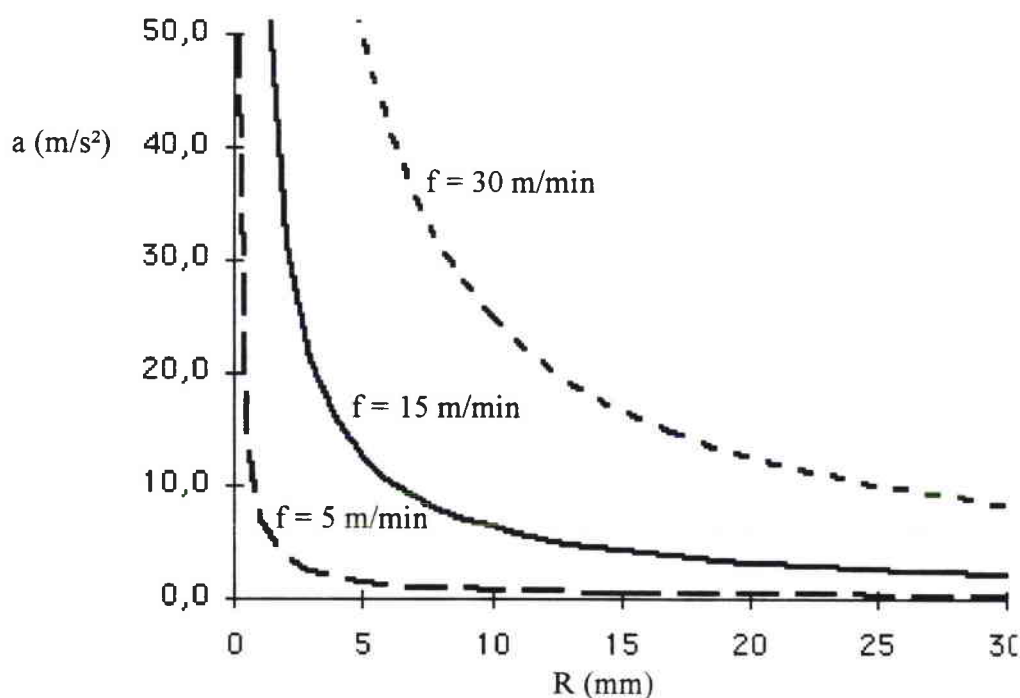


Figure 1- 9

Exemples d'accélérations nécessaires en fraisage à grande vitesse en fonction du rayon de courbure

Le Tableau 1- 5 présente des exemples d'exigences imposées par la technologie UGV :

Grandeur	Acier	Aluminium
v_c (m/min)	250	1500
d (mm)	6	6
z	2	2
f_z (mm)	0,1	0,1
f (m/min)	2,6	16
r (mm)	4	5
R (mm)	2	2
a (m/s ²)	2	35

Tableau 1- 5
Exigences imposées par l'UGV

1.3.2.b Préparation du travail

On constate, dans le cas des outillages, que la phase de CFAO est plus longue et plus coûteuse en UGV qu'en usinage conventionnel : la préparation est un peu plus longue, et les temps de calculs également. Ce point dépend fortement de la complexité de la pièce [19]. Mais les autres gains permettent de compenser rapidement ce désavantage, et cela d'autant plus que la taille de la série augmente.

Les stratégies d'usinage conventionnelles doivent évoluer, et il faut utiliser des stratégies adaptées à l'UGV [23].

Ainsi, en CFAO, il est conseillé [10] :

- des trajectoires favorisant la coupe en avalant [12],
- des modes de travail en poussant pour les outils ayant tendance à vibrer,
- la maximalisation du temps de contact outils/pièce,
- la conception du brut et des phases intermédiaires.

1.3.2.c Les outils

L'utilisation des outils pour l'UGV amène les deux réflexions suivantes :

- Les outils de coupe, particulièrement pour l'usinage des alliages ferreux, nécessite encore beaucoup de recherches pour que leur durée de vie soit optimisée pour les applications à l'UGV.

- L'équilibrage et la fixation des outils sont délicats : les outils de coupe UGV doivent être réalisés avec une bonne concentricité. Tout défaut de coaxialité des arêtes de coupe fait qu'une dent travaille plus dur que les autres. Cela conduit à une usure prématurée de cette seule dent, aboutissant à une rapide réduction des performances de l'outil de coupe [4].

L'exigence de coaxialité est par exemple de 0,004 à 0,006 mm selon la taille de l'outil.

La combinaison d'une géométrie de coupe précise, de tolérances de diamètre de coupe et de coaxialité avec des conditions d'équilibrage fin de l'ensemble, est un élément essentiel des outils de coupe dans les applications UGV [16].

Notons enfin que les performances des outils fabriqués dans ces conditions de haute précision peuvent être considérablement réduites si les systèmes de fixation des outils ne sont pas produits avec les mêmes hauts niveaux de qualité.

1.3.2.d Environnement

Par rapport à l'usinage traditionnel, l'UGV induit certaines contraintes supplémentaires sur l'environnement [18] :

- l'UGV produit des copeaux très chauds qui, à leur tour, provoquent au contact du liquide de coupe des fumées et des vapeurs qu'il faut évacuer et filtrer.
- dans certains cas, comme celui de l'usinage du graphite, les poussières générées par l'UGV posent de gros problèmes pour l'environnement et peuvent provoquer des explosions [19].
- le niveau du bruit provoqué par l'UGV doit être pris en considération dans certains cas, mais il se peut que des évolutions plus favorables soient possibles.
- l'UGV génère des copeaux de faibles dimensions, possédant une forte énergie cinétique : ceci impose la nécessité de protections efficaces sur tous les axes. Le problème s'aggrave dans le cas du moteur linéaire (copeaux attirés par le champ magnétique).

1.3.2.e Sécurité

Les problèmes de sécurité sont très importants en UGV. Les parties tournantes possèdent des énergies cinétiques élevées, et peuvent être dangereuses (bris d'outils, projections des copeaux).

CHAPITRE 2

Les Electrobroches : Etat de l'Art et Besoins Industriels

Introduction

Les broches conventionnelles comprennent un moteur, une transmission et une broche. Elles sont conçues à l'origine pour fournir de faibles vitesses de rotation et des couples élevés, pour l'usinage de l'acier ou de matériaux demandant des forces de coupe élevées. Comme nous l'avons expliqué dans le précédent chapitre, l'évolution des procédés de coupe vers les hautes vitesses a conduit à une diminution des efforts et des couples demandés par l'usinage. Il devient donc possible d'éliminer les limitations de vitesse principales grâce à des entraînements directs qui suppriment toute transmission de puissance [22].

Si, au début de l'UGV, les électrobroches étaient utilisées dans de faibles plages de vitesses, généralement proche de la vitesse maximum, la philosophie des constructeurs d'électrobroches a changé ; maintenant, grâce à l'évolution des composants de machines, de contrôle et des outils disponibles, les électrobroches sont conçues pour être utilisées dans une large plage de vitesses.

2.1 Principaux constituants d'une électrobroche

L'électrobroche est constituée des grandes parties suivantes :

- le moteur électrique,
- les paliers,
- le système de fixation de l'outil,
- les différents systèmes de surveillance,
- l'interface électrobroche-machine.

Nous allons nous intéresser plus particulièrement aux deux premiers constituants.

2.1.1 le moteur

Le moteur de la broche à entraînement direct convertit l'énergie électrique en énergie mécanique, et il produit aussi de la chaleur. Pour les broches à moteur intégré, il est important de diminuer ces pertes. L'augmentation de la vitesse et de la fréquence induit une augmentation des pertes de la broche. La transmission des pertes du rotor vers le stator étant restreinte, il faut optimiser le choix et la conception du moteur de l'électrobroche pour minimiser les pertes au rotor [8].

Cet effet thermique perturbe le fonctionnement en usinage, car pour obtenir une bonne précision d'usinage, il faut une stabilité dimensionnelle du nez de la broche. Pour pouvoir usiner avec la précision désirée, il faut attendre que la température de fonctionnement de l'électrobroche ait atteint son équilibre. Il faut donc chercher à optimiser ce temps dès la conception de l'électrobroche. Les moteurs qui produisent le moins de chaleur, et particulièrement au niveau du rotor, sont les mieux adaptés.

Par ailleurs il faut utiliser des moteurs compacts et légers et à inertie réduite pour faciliter l'intégration de l'électrobroche. De plus, la compacité du moteur a une conséquence favorable sur la précision : elle permet de réduire la distance entre paliers, et donc d'obtenir une augmentation de la rigidité statique, et des vitesses critiques plus élevées.

Deux technologies de moteurs sont actuellement employées pour la réalisation des électrobroches à grande vitesse :

- la technologie asynchrone à rotor massif,
- la technologie synchrone à aimants permanents.

Le moteur asynchrone produit intrinsèquement de la chaleur au rotor alors que le moteur synchrone à aimants permanents ne présente pas cet inconvénient.

La tenue mécanique des aimants du moteur synchrone à grande vitesse présente des difficultés, par contre, la conception du moteur asynchrone est plus simple.

Ceci explique qu'actuellement beaucoup d'électrobroches soient conçues avec des moteurs asynchrones.

Le dimensionnement d'un moteur est déterminé principalement par son couple nominal. L'utilisation des broches demande souvent d'avoir un couple constant et d'atteindre la puissance maximum à la vitesse maximum. Les broches à grande plage d'applications doivent être conçues pour fournir un fort couple à basse vitesse. Généralement, le couple pour les hautes vitesses est relativement faible. L'entraînement des électrobroches actuelles est adapté à ces besoins.

Les composants de base de l'entraînement d'une broche sont le moteur et son alimentation à tension et fréquence variables pour le contrôle de la vitesse. Les convertisseurs conventionnels intègrent un contrôle feedforward, alors que les convertisseurs appelés "contrôle vectoriel" utilise un feedback, autorisant un positionnement (par exemple : changement d'outil) et un contrôle exact de la vitesse même à charge variable jusqu'au couple nominal et dans la pleine plage de vitesses. Normalement ces entraînements ont besoin d'un capteur de position intégré à la broche ; mais pour les applications demandant des broches sans capteur de vitesse, il est aussi possible d'utiliser le contrôle vectoriel avec calcul en boucle ouverte du glissement du rotor à l'aide de modèle software du moteur [8].

Dans la très grande majorité des applications industrielles actuelles [21], il s'agit d'un moteur asynchrone à haute fréquence, que l'on fait travailler soit à couple constant et vitesse variable (donc puissance variable) du côté des basses vitesses, soit à puissance constante et vitesse variable (donc couple variable) pour les hautes vitesses.

2.1.2 les paliers

L'électrobroche assure le positionnement rigide de l'outil et sa rotation autour de l'axe.

Un rotor en rotation possède six degrés de liberté : 3 en rotation et 3 en translation. Un des degrés en rotation est utilisé pour entraîner l'outil. Les cinq autres degrés de liberté sont contrôlés par les paliers. Les trois rigidités à assurer au niveau de l'outil sont [1] :

- la rigidité axiale,
- la rigidité radiale,
- la rigidité de torsion autour d'un axe perpendiculaire à l'axe de la broche.

La rigidité de torsion d'une électrobroche ne présente pas trop de difficultés conceptuelles.

Les autres rigidités qui sont essentielles influent directement sur les qualités de précision et de capacité d'usinage de l'électrobroche.

Pour caractériser la limite des paliers, il faut prendre en compte la vitesse linéaire au droit du palier (produit de la vitesse de rotation par le rayon du palier). C'est en effet cette vitesse qui détermine :

- la vitesse des éléments roulants pour un palier à billes,
- la vitesse de laminage pour un palier hydro et aérostatique,
- la vitesse de frottement pour un palier lisse.

Les paliers pour les grandes vitesses de rotation doivent présenter les caractéristiques suivantes [8] :

- de faibles pertes par frottement, pour maintenir la température à un niveau raisonnable (précision de la machine) et pour maintenir un bon rendement (coût en puissance fournie à l'entrée, et coût dû au refroidissement),
- la capacité d'accepter de plus hautes températures que les paliers conventionnels, sans dysfonctionnement.

Aujourd'hui les broches à hautes vitesses de rotation sont dans leur majorité équipées de paliers à roulements à billes de haute précision à contact oblique. D'autres types de paliers convenant pour les hautes vitesses sont utilisés dans quelques niches seulement : paliers magnétiques actifs, paliers aérostatiques et, parfois, paliers hydrostatiques.

On peut retenir quatre grandes familles de paliers à grande vitesse [21] :

- Les roulements à bille dans 85% des électrobroches : ce sont des roulements acier ou hybrides à contact oblique avec graissage adapté ; il s'agit de faire tourner les roulements du plus gros diamètre possible à la plus grande vitesse admissible.
L'emploi des roulements hybrides (pistes acier, billes en céramique) se généralise. Ils n'acceptent des charges axiales que dans une seule direction : on doit les combiner par jeu de deux paliers, en position renversée. Pour une opération de surfacage et une rigidité appropriée, une précharge axiale est requise. Elle est obtenue par un jeu de paliers de rigidités égales, ou par des ressorts, des actionneurs hydrauliques ou pneumatiques [8].
- Les paliers à air dans 8% des applications : l'arbre moteur est en lévitation sur un film d'air. Il n'y a pas de contact entre la partie tournante et la partie fixe, donc pas d'usure, et pas de lubrification. La température de fonctionnement est très stable. Le jeu mécanique fonctionnel est de l'ordre de 20 μm . La suppression au niveau des paliers empêche l'entrée d'huile ou de poussières de copeaux. Ces paliers sont utilisés dans des machines de très haute précision, mais leur rigidité et leur capacité de charge sont limitées.
- Les paliers hydrostatiques et hydrodynamiques, dans 5% des cas : l'arbre est sur un film d'huile ou d'eau ; cette technique est limitée vers les vitesses maximum. Ils possèdent un bon facteur d'amortissement, réduisant les risques de vibrations dans certaines applications.
- Les paliers magnétiques, dans 2% des cas : l'arbre moteur est en lévitation sur des paliers magnétiques actifs.

Ces paliers peuvent être axiaux ou radiaux. Ils peuvent contrôler des arbres de diamètres compris entre 14 et 1.250 mm, tournant jusqu'à 800 000 tr/min, sans lubrification ni vibration. Ils peuvent supporter des fortes charges (par exemple 300.000 N pour un palier radial). Amortissement réglable (passage des vitesses critiques en toute sécurité), contrôle instantané de l'arbre, tolérance en température (- 250 °C à + 450 °C), pas d'usure, pas d'entretien, grande rigidité statique et dynamique sont leurs principaux avantages.

Le coût relativement élevé de ces paliers en limite l'emploi aux applications suivantes :

- très hautes vitesses au droit du palier,
- utilisation du palier comme actionneur pour un positionnement fin,
- utilisation du palier comme capteur de force ou de position pour le contrôle d'un procédé de production.

Les applications industrielles des paliers magnétiques actifs sont les suivantes [27]:

- électrobroches pour le fraisage à grande vitesse de l'aluminium en aéronautique. La vitesse de rotation est de 45 000 tr/min, les outils ont un diamètre maximum de 50 mm,
- électrobroches de rectification à grande vitesse, pour la rectification de l'acier dans l'industrie automobile. La vitesses de rotation atteint 60 000 tr/min avec une roue de 90 mm de diamètre,
- électrobroche pour un procédé spécial de rainurage à grande vitesse par déformation sans enlèvement de matière dans le cuivre, à destination de l'industrie de l'air conditionné. La vitesse de rotation est de 40.000 tr/min, et l'outil a un diamètre de 50 mm.

Les paliers magnétiques actifs présentent d'autres caractéristiques :

- la position du rotor est contrôlée en permanence : tout déplacement excessif engendré par une brusque variation de balourd est détecté, ce qui permet de stopper immédiatement la machine et de limiter les conséquences de la casse d'un outil,
- le courant des électroaimants des paliers magnétiques mesure les forces de coupe qui sont transmises de l'outil au rotor. Le constructeur de machine peut concevoir des processus adaptatifs (vitesse d'avance liée aux forces de coupe par exemple). On peut aussi détecter l'usure d'un outil quand les forces de coupe augmentent,
- L'asservissement du palier magnétique actif permet de contrôler en temps réel la position exacte du rotor, et de choisir d'effectuer la rotation autour de l'axe d'inertie plutôt qu'autour de l'axe géométrique. Il est possible de tourner à 40.000 tr/min avec une pince non équilibrée.

2.1.3 Les paliers à roulements hybrides

Ces paliers sont composés de bagues en acier avec des billes en céramique. Cette céramique est en nitrure de silicium, un matériau qui présente une combinaison de rigidité, dureté, durabilité et faible densité [8], [21].

L'usure est réduite compte-tenu du haut degré de dureté et de la faible affinité du nitrure de silicium pour l'acier de la bague diminue l'usure. Par ailleurs, les particules arrachées par l'usure ne s'enfoncent pas dans les billes pour augmenter les dommages aux bagues.

Pour comparer les déplacements axiaux de l'arbre d'une broche selon le matériau des billes du palier, on peut voir Figure 2- 1 le résultat obtenu en optimisant la conception des paliers à contact oblique et en minimisant les pertes de la broche [8].

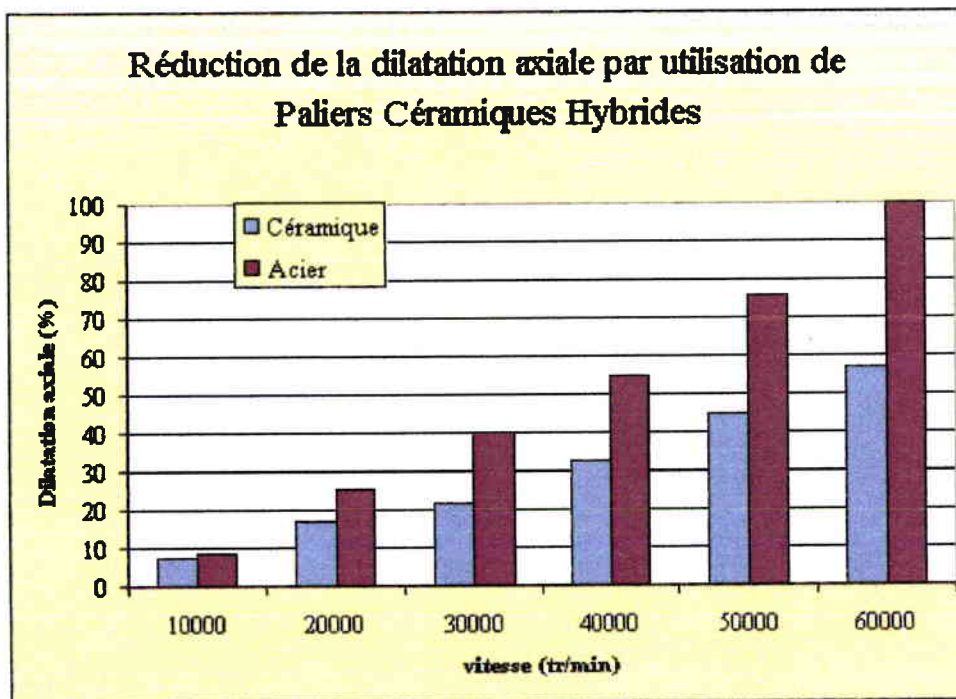


Figure 2- 1
Comparaison des déplacements axiaux de l'arbre
d'une broche à grande vitesse selon le type de palier [8]

2.1.4 La lubrification des paliers à roulements à billes

Pour optimiser la durée de vie des paliers, un système de lubrification est nécessaire [8]. La lubrification influence les pertes par frottement et la dissipation de chaleur dans les paliers.

La lubrification "air plus huile" pour les broches hautes vitesses est très utilisée, et elle est combinée avec des paliers à roulements hybrides. Pour des vitesses plus basses, la lubrification par graisse à vie est bien connue. L'utilisation d'autres principes, comme le brouillard d'huile ou l'injection d'huile sont en déclin. D'autres systèmes de lubrification (huile pulsée, lubrification à travers la bague intérieure) sont encore à l'étude.

2.2 Améliorations technologiques apportées par les électrobroches

La technologie des électrobroches actuelles offre les possibilités suivantes [8] :

- transmission directe sans moteur extérieur, ni de transmission,
- les hautes vitesses de rotation sont atteintes sans franchir de fréquences critiques,
- augmentation des accélérations et décélérations grâce à la faible inertie de la partie tournante,
- le refroidissement est facilité (c'est le carter qui est refroidi par circulation d'eau),
- l'intégration mécanique et électrique conduit à une bonne compacité, d'où un faible poids, et une intégration facilitée sur les machines-outil,
- leur fonctionnement est très silencieux [21],
- la durée de vie est augmentée [21].

2.3 Principales limites des électrobroches

Les limitations suivantes doivent être prises en compte pour atteindre une haute précision en usinage avec des électrobroches à grande vitesse [8] :

- les diamètres d'arbre diminuent quand les vitesses augmentent, à cause des limitations des vitesses périphériques au niveau des paliers,
- la rigidité dynamique des paliers à haute vitesse est limitée,
- des pertes élevées dans le moteur et les paliers induisent des déplacements thermiques au niveau de l'outil,

- les balourds provoquent de sévères vibrations, même avec de faibles excentricités résiduelles (sauf dans le cas des paliers magnétiques actifs).

Ces limitations définissent les principaux objectifs de recherche et de développement des électrobroches. Les performances des électrobroches à grande vitesse de rotation sont caractérisées par [8] :

- la vitesse,
- la puissance,
- la précision,
- la rigidité,
- la capacité de charge,
- la durée de vie.

La précision des procédés d'usinage est généralement améliorée par les hautes vitesses. L'objectif des travaux de recherche est de combiner haute précision et grande vitesse grâce à des composants de machine adaptés à ces besoins. La broche principale d'une machine-outil a un rôle important pour atteindre cet objectif, mais pour bénéficier pleinement des avantages offerts par les électrobroches à hautes vitesses de rotation, le développement intégré des composants de toute la machine est nécessaire.

Les performances des broches en dessous de 20 000 tr/min sont limitées par les paramètres dimensions et poids de la broche elle-même (restrictions dues à la conception des machines-outils).

Pour les vitesses supérieures à 20 000 tr/min, deux restrictions d'origine physique apparaissent :

- les vibrations dues aux fréquences de résonance.

Pour éviter de franchir des résonances lors de la montée en vitesse, les broches des machines-outils doivent travailler à des vitesses inférieures à la première vitesse critique. Les fréquences naturelles d'un système mécanique sont déterminées par la rigidité et le poids : hauts degrés de rigidité et faibles poids du rotor permettent d'atteindre de plus hautes vitesses de rotation sans franchir de résonance.

Pour une puissance spécifique donnée, le couple de la broche est proportionnel au diamètre du moteur. Une exigence de couple élevé augmente le poids du rotor et réduit les fréquences des modes de flexion. Cela peut être compensé par un haut degré de rigidité, obtenu par un arbre de diamètre plus grand, des paliers plus rigides, et un matériau d'arbre possédant module d'élasticité plus élevé. Cette corrélation entre les performances du moteur et la vitesse critique de la broche est la raison pour laquelle (pour une vitesse caractéristique donnée des paliers) le couple nominal de la broche diminue quand la vitesse maximum augmente [8].

- l'augmentation des vitesses périphériques. Elle induit des contraintes importantes dans le matériau du rotor. Pour conserver des contraintes à un niveau admissible, le diamètre du rotor diminue quand la vitesse de rotation augmente, et le couple diminue également.

2.4 Situation du marché

Le principal critère de choix d'une électrobroche est la puissance convenable pour la technologie d'enlèvement de métal requise. Un survol des broches commercialement disponibles montre qu'à cause de restrictions telles que les limitations de vitesse des paliers et les vitesses périphériques admissibles au rotor, la puissance diminue fortement quand la vitesse de la broche augmente ; la puissance des électrobroches disponibles sur le marché varie en fonction de la vitesse maximum de la broche selon une loi hyperbolique, comme on peut le voir sur la Figure 2- 2 [6].

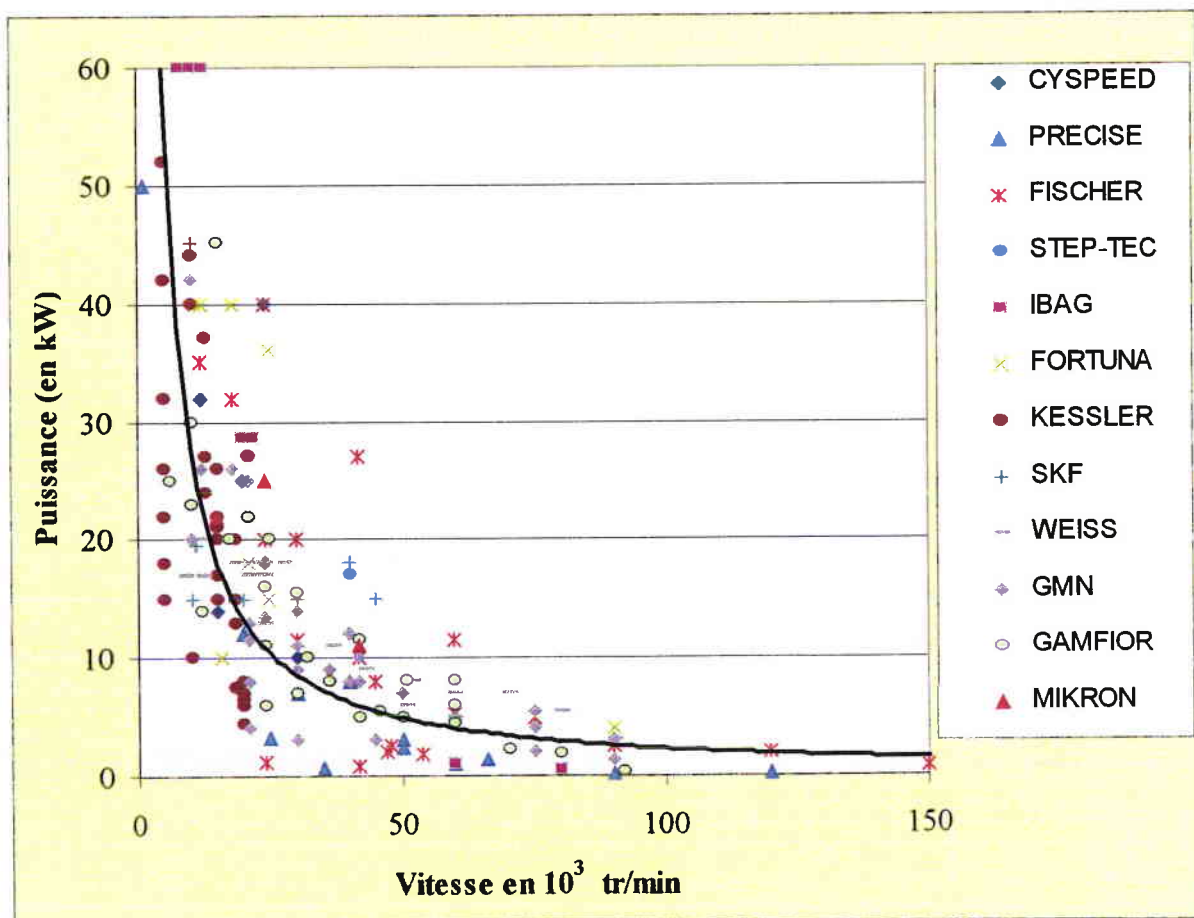


Figure 2- 2
Puissance des broches disponibles sur le marché
en fonction de la vitesse maximum de la broche

Quelques électrobroches n'ont pas été mentionnées sur le diagramme : leurs caractéristiques extrêmes provoquent un tassement des autres informations qui rendait le diagramme illisible. Il s'agit des broches suivantes :

Société S2M : 60 kW à 60 000 tr/min
Société S2M : 70 kW à 70 000 tr/min
Société S2M : 1 kW à 400 000 tr/min
Société Step-Tec : 100 kW à 20 000 tr/min

A titre indicatif, on peut signaler que les électrobroches actuellement disponibles peuvent être définies par la loi de variation suivante :

$$P = 342,7 N^{-1,084} \quad \text{si on exprime } N \text{ en } 10^3 \text{ tr/min}$$

ou bien :

$$P = 612\,230 N^{-1,084} \quad \text{si on exprime } N \text{ en tr/min}$$

Ainsi, pour une étude de faisabilité, on pourra obtenir une prédétermination grossière en appliquant ces relations.

Références Bibliographiques de la Première Partie

Chapitre 1:

- [1] R. Vives Fos *"Etude d'électrobroches à réluctance variable pour l'UTGV"* Thèse de Doctorat - CNAM - mai 1993.
- [2] JC Crapart, M. Palleau, PH. Bagard *"Etat de l'Art et Actions du CETIM"* - journées sur l'UGV des formes complexes - CETIM - 6 et 7 déc 1994.
- [3] H. Schultz *"State of the art of high-speed machining"* 1^{ère} Conférence Franco-Allemande sur l'UGV - juin 1997 - p. 1.
- [4] W-D MUnz, IJ Smith, LA Donohue, AP Deming, P Halstead *"PVD coated cemented carbide tools designed for dry high speed Cutting Applications"* 1^{ère} Conférence Franco-Allemande sur l'UGV - juin 1997 - p. 173
- [5] Ph Bagard *"Outils coupants, conditions de coupe et stratégies en UGV des outillages et formes complexes : point de départ de la chaîne CFAO"* journées de l'usinage - CETIM - 4 déc 1996.
- [6] Th Schmitt *"High Speed Milling Machines"* 1^{ère} Conférence Franco-Allemande sur l'UGV - juin 1997 - p. 76.
- [7] O. Vidal *"Very High Speed Machine Tool Design and Use in Car or Aircraft Industries"* PCI SCEMM - 1^{ère} Conférence Franco-Allemande sur l'UGV - juin 1997 - p. 93.
- [8] B. Möller *"High Speed and Precision - Features of motorised Spindles"* 1^{ère} Conférence Franco-Allemande sur l'UGV - juin 1997 - p. 116.
- [9] J.C. Crapart - Dossier de l'Usine Nouvelle - fév 1995
- [10] M. Kerjean, M. Sage (PCI/FOREST LINE) *"Bilan technico-économique d'un outil d'emboutissage"* - journées sur l'UGV des formes complexes - CETIM - 6 et 7 déc 1994.
- [11] M. Guilhot *"UGV des alliages légers et des fontes"* - journée UTGV - 6 juin 97 à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tarbes.
- [12] J. Saint Chely *"Fraisage grande vitesse des alliages d'aluminium : présentation générale"* - Journées de l'usinage - CETIM - 3 déc 1996
- [13] Ph. Anicotte *"Aspects Economiques de la Réalisation de Pièces Aéronautiques par Fraisage à Grande Vitesse"* - Journées de l'usinage - CETIM - 3 déc 1996
- [14] Ph. Bagard, J. Saint Chely *"Fraisage des matériaux métalliques à hautes caractéristique mécaniques"* - Journées de l'usinage - CETIM - 3 déc 1996

- [15] Cl. Le Goff (JABRO) "*Fraisage à Grande Vitesse, Résultats dans l'Aluminium et les Aciers Traités*" - Journées de l'usinage - CETIM - 3 déc 1996

Chapitre 2:

- [1] R. Vives Fos "*Etude d'électrobroches à réductance variable pour l'UTGV*" Thèse de Doctorat - CNAM - mai 1993.
- [16] M. Laroche (FRAISA ESO) "*Nouveaux outils de coupe destinés à la grande vitesse*" - journée UTGV - 6 juin 97 à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tarbes.
- [17] M. Laroche (FRAISA ESO) "*Le Fraisage à Haute Vitesse - Technologie, Outils et Secteurs d'application*" - journée UTGV - 6 juin 97 à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tarbes.
- [18] H. Sannier (Sté METRA) "*Témoignage industriel : mise en place de l'UGV pour la réalisation de moules*" - Journées de l'usinage - CETIM - 4 déc 1996
- [19] Ph. Bagard (CETIM) "*Outillages et formes complexes : Bilans Technico-économiques entre UGV, usinage conventionnel et électroérosion*" journées de l'usinage - CETIM - 4 déc 1996.
- [20] M. Ledoux (MIKRON) "*Fraisage à grande vitesse de moules, de matrices d'estampage et de moules pour fonte injectée*" - journée UTGV - 6 juin 97 à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tarbes.
- [21] A. Auffret (PRECISE) "*Electrobroches et Attachements pour fraisage à Grande Vitesse*" journées de l'usinage - CETIM - 4 déc 1996.
- [22] Document MIKRON "Centre d'Usinage Vertical"
- [23] M. Reboli (NUM) "*UGV : de l'intégration à l'exploitation*" - journée UTGV - 6 juin 97 à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tarbes.
- [24] JC. Seigue (SEVA) "*Complémentarité de l'UGV et du Polissage Automatique des Formes Gauches*" journées de l'usinage - CETIM - 4 déc 1996.

- [25] S. Hock (VOLKSWAGEN AG) «*High Speed Cutting in Die and Mould Manufacture*» 1^{ère} Conférence Franco-Allemande sur l'UGV - juin 1997 - p. 274
- [26] Usine Nouvelle, Dossier Usinage à Grande Vitesse du 16 février 1995 – p. 47
- [27] B. Wagner (S2M) «*Active Magnetic Bearings Spindles for high speed cutting*» 1^{ère} Conférence Franco-Allemande sur l'UGV - juin 1997 - p. 460.

2ème Partie

Performances des Procédés

Electromécaniques Actuels

pour la Grande Vitesse

Dans cette partie, nous présentons les résultats actuels de la recherche concernant le guidage sans paliers d'un rotor tournant (palier magnétique intégré), après en avoir étudié la dynamique. Puis, nous exposons le principe de la conversion électromécanique par réluctance variable et double saillance, les méthodes de calcul du couple obtenu, les alimentations électroniques utilisées et les méthodes de contrôle du courant. Pour finir, nous nous attachons à énumérer les stratégies de contrôle sans capteur des moteurs à réluctance variable et double saillance.

CHAPITRE 3

-

Performances Dynamiques Actuelles

en Grande Vitesse :

Recherches sur des Procédés

à Paliers Magnétiques Intégrés

3.1 Comportement dynamique d'un rotor

3.1.1 Introduction

Nous analysons un rotor qui flotte sous l'action des champs magnétiques créés par les paliers magnétiques de la façon suivante :

- deux paliers magnétiques actifs radiaux, situés dans deux plans parallèles entre eux, et perpendiculaires à l'axe de rotation.
- une butée magnétique qui stabilise la translation le long de l'axe de rotation du rotor. Le moteur contrôle la rotation autour de cet axe, de vitesse Ω .

Dans ces conditions, le rotor possède six degrés de liberté :

- trois en translation
- trois en rotation

Définissons maintenant les paramètres qui seront utilisés pour le calcul :

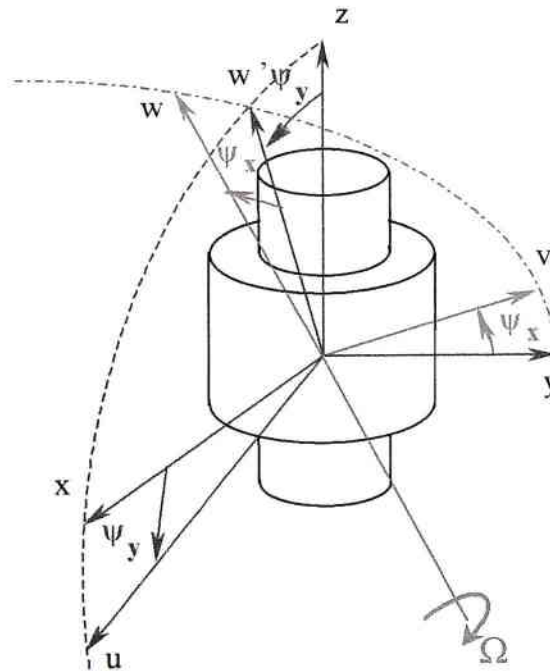


Figure 3-1
Définition des degrés de liberté du rotor

Soit (x, y, z) un repère fixe galiléen.

Soit (u, v, w) le repère lié au rotor.

Le paramétrage choisi pour l'étude est : $(x, y, z, \psi_x, \psi_y, \Omega)$,

avec :

ψ_x est l'angle de rotation autour de u

ψ_y est l'angle de rotation autour de y .

Le rotor tourne autour de w à la vitesse constante Ω .

Les équations du mouvement se rapportant aux paramètres z et Ω sont indépendantes et directement liées au palier axial et au moteur respectivement.

Les relations de passage entre les deux repères s'écrivent :

$$\begin{cases} \bar{x} = \cos \psi_y \cdot \bar{u} + \sin \psi_x \cdot \sin \psi_y \cdot \bar{v} + \cos \psi_x \cdot \sin \psi_y \cdot \bar{w} \\ \bar{y} = \cos \psi_x \cdot \bar{v} - \sin \psi_x \cdot \bar{w} \\ \bar{z} = -\sin \psi_y \cdot \bar{u} + \sin \psi_x \cdot \cos \psi_y \cdot \bar{v} + \cos \psi_x \cdot \cos \psi_y \cdot \bar{w} \end{cases} \quad (3-1)$$

Nous nous limitons au cas où la force exercée par chaque palier est de la forme :

$$\vec{F} = -K \cdot \vec{r} \quad (3-2)$$

avec :

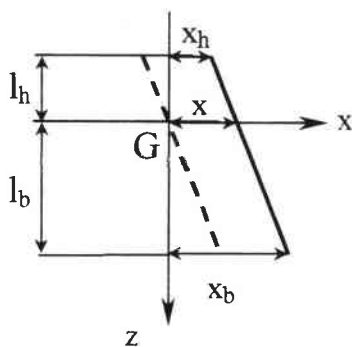
\vec{r} : déplacement quelconque de l'extrémité du rotor

K : grandeur indépendante de r , définie comme la raideur du système.

Nous notons F_x , F_y , Γ_x , et Γ_y les forces et couples s'appliquant au centre de gravité du rotor, suivant x et y respectivement.

➤ Définition des paramètres de déplacement

Les paramètres du déplacement sont définis Figure 3- 2 :



remarque :

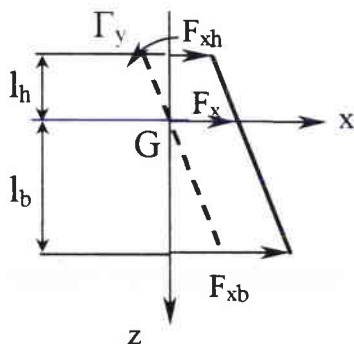
le schéma est réalisé dans le plan xz . Les notations se transposent pour le plan xy .

Figure 3- 2

Paramètres de déplacement du rotor

➤ Définition des paramètres de forces

Les paramètres des forces qui doivent être exercées par les paliers pour assurer le centrage du rotor sont définis **Erreur! Source du renvoi introuvable.**



remarque :

le schéma est réalisé dans le plan xz . Les notations se transposent pour le plan xy .

Figure 3- 3

Paramètres de force du rotor

3.1.2 Mise en équation du mouvement du rotor

Nous établissons les équations de Lagrange du système dans le paramétrage choisi. Nous définissons les matrices suivantes :

➤ Matrice d'inertie au centre de gravité G du rotor :

$$J(\bar{u}, \bar{v}, \bar{w}) = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

➤ Matrice de raideur K du rotor si les paliers haut et bas ne sont pas indépendants :

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_h & k_{hb} \\ k_{bh} & k_b \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

telle que :

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_x &= \mathbf{K} \cdot \mathbf{x} \\ \mathbf{F}_y &= \mathbf{K} \cdot \mathbf{y} \end{aligned} \quad (3-5)$$

nous trouvons les équations de Lagrange suivantes :

$$\begin{aligned} (\mathfrak{f}x) & \quad \left(m\ddot{x} + k_r x + k_{r\psi} \psi_y = 0 \right. \\ (\mathfrak{f}y) & \quad \left(m\ddot{y} + k_r y - k_{r\psi} \psi_x = 0 \right. \\ (\mathfrak{f}\psi_x) & \quad \left(A\ddot{\psi}_x + C\Omega\dot{\psi}_y - k_{\psi r} y + k_{\psi} \psi_x = 0 \right. \\ (\mathfrak{f}\psi_y) & \quad \left(A\ddot{\psi}_y - C\Omega\dot{\psi}_x + k_{\psi r} x + k_{\psi} \psi_y = 0 \right. \end{aligned} \quad (3-6)$$

avec :

$$\begin{cases} k_r = k_h + k_{bh} + k_{hb} + k_b \\ k_{\psi} = k_h l_h^2 + k_b l_b^2 - (k_{bh} + k_{hb}) l_h l_b \\ k_{r\psi} = -(k_h + k_{bh}) l_h + (k_{hb} + k_b) l_b \\ k_{\psi r} = -(k_h + k_{hb}) l_h + (k_{bh} + k_b) l_b \end{cases} \quad (3-7)$$

En définissant les expressions complexes suivantes :

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \mathbf{x} + j\mathbf{y} \\ \Psi &= \psi_y - j\psi_x, \end{aligned} \quad (3-8)$$

nous obtenons les équations du mouvement du rotor en effectuant des combinaisons linéaires des relations précédentes, à savoir :

$$(\mathfrak{f}x) + j(\mathfrak{f}y) \text{ et } (\mathfrak{f}\psi_y) - j(\mathfrak{f}\psi_x) \quad (3-9)$$

$$\begin{cases} m\ddot{r} + k_r r + k_{r\psi} \psi = 0 \\ A\ddot{\psi} - jC\Omega\dot{\psi} + k_\psi \psi + k_{\psi r} r = 0 \end{cases} \quad (3-10)$$

Et si nous notons : $\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} r \\ \psi \end{bmatrix}$, (3-11)

nous pouvons écrire le système sous forme d'une équation matricielle :

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{Z}} - j\Omega\mathbf{G}\dot{\mathbf{Z}} + \mathbf{K}\mathbf{Z} = 0 \quad (3-12)$$

avec :

$$\begin{cases} \mathbf{M} = \begin{bmatrix} m & 0 \\ 0 & A \end{bmatrix} & \text{matrice de masse} \\ \mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_r & k_{r\psi} \\ k_{\psi r} & k_\psi \end{bmatrix} & \text{matrice de raideur} \\ \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} & \text{matrice de couplage gyroscopique} \end{cases} \quad (3-13)$$

3.1.3 Etude du système libre : recherche des valeurs propres

A partir de l'équation :

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{Z}} - j\Omega\mathbf{G}\dot{\mathbf{Z}} + \mathbf{K}\mathbf{Z} = 0, \quad (3-14)$$

nous calculons les valeurs propres λ par la résolution de l'équation caractéristique :

$$\begin{vmatrix} m\lambda^2 + k_r & k_{r\psi} \\ k_{\psi r} & A\lambda^2 - j\Omega C\lambda + k_\psi \end{vmatrix} = 0 \quad (3-15)$$

Nous obtenons une équation du quatrième degré, et quatre valeurs propres complexes, dont la partie réelle correspond à un terme d'amortissement, tandis que la partie imaginaire s'identifie à une fréquence de résonance.

Dans le cas idéal d'un rotor rigide, sans couplage par les paliers entre déplacements radiaux et angulaires, nous obtenons :

- une paire de racines imaginaires correspondant aux fréquences de résonance au mode cylindrique

$$\lambda_{1,2} = \pm j\sqrt{\frac{k_r}{m}} \quad (3-16)$$

- une paire de racines imaginaires correspondant aux fréquences de résonance des modes coniques

$$\lambda_{3,4} = \pm j \frac{C\Omega \pm \sqrt{C^2\Omega^2 + 4Ak_\psi}}{2A} \quad (3-17)$$

3.1.4 Rotor en rotation excité par ses balourds

➤ Définition des balourds

- Balourd statique

Nous définissons le balourd statique d'un solide comme étant la distance b du centre de gravité à l'axe de rotation du solide.

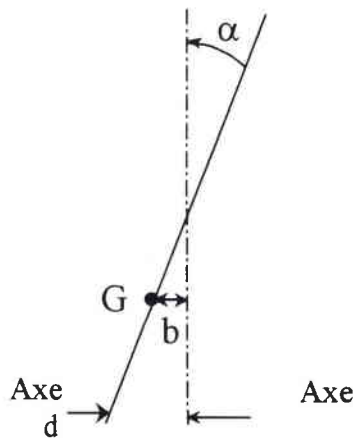


Figure 3- 4
Balourds statique et dynamique

Lorsque le rotor de masse m , animé de la vitesse de rotation Ω admet un balourd b , il subit l'effort suivant dû à l'accélération centrifuge :

$$F = m.b. \Omega^2 \quad (3-18)$$

- Balourd dynamique

Nous définissons le balourd dynamique du rotor par le décalage angulaire α entre son axe principal d'inertie et son axe géométrique.

Lorsque le rotor est animé de la vitesse de rotation Ω , le décalage angulaire induit un couple Γ que nous pouvons calculer à l'aide du théorème du moment cinétique :

$$\Gamma = (A - C). \sin \alpha. \cos \alpha. \Omega^2 \quad \Gamma = (A - C) \quad (3-19)$$

avec :

A : moment d'inertie selon l'axe u et selon l'axe v

C : moment d'inertie selon l'axe w

➤ Mise en équation en tenant compte des balourds

Lorsque le système est en rotation, il est soumis aux efforts générés par ses balourds statique et dynamique. Les équations différentielles régissant le mouvement du rotor en rotation à la vitesse Ω s'écrivent :

$$\begin{cases} m\ddot{r} + k_r r + k_{r\psi} \psi = F_x + jF_y \\ A\ddot{\psi} - jC\Omega\dot{\psi} + k_\psi \psi + k_{\psi r} r = -j(\Gamma_x + j\Gamma_y) \end{cases} \quad (3-20)$$

où : $F_x, F_y, \Gamma_x, \Gamma_y$, sont les forces et couples dus aux balourds statique et dynamique.

Nous notons Φ le déphasage du vecteur force par rapport à l'axe de rotation et θ le déphasage du vecteur couple par rapport à l'axe de rotation.

Alors l'effort complexe dû au balourd statique s'écrit :

$$F = mb\Omega^2 \cdot e^{j(\Omega t + \phi)} \quad (3-21)$$

et le couple complexe dû au balourd dynamique s'écrit :

$$\Gamma = (A - C) \cdot \sin \alpha \cdot \cos \alpha \cdot \Omega^2 \cdot e^{j(\Omega t + \theta)} \quad (3-22)$$

➤ Résolution du système d'équations

Le mouvement décrit par ces équations est la superposition du mouvement du rotor dû aux oscillations libres et du mouvement oscillant dû à la contrainte forcée qu'imposent les balourds. Nous pouvons distinguer deux phases dans le mouvement :

1. le régime transitoire
2. Le régime permanent où seul subsiste le mouvement forcé

C'est la deuxième phase qui nous intéresse ; elle est donnée par une solution particulière du système d'équations différentielles.

Pour résoudre, nous cherchons une solution de la forme :

$$\begin{cases} r = R \cdot e^{j\Omega t} \\ \psi = \Psi e^{j\Omega t} \end{cases} \quad (3-23)$$

Et nous obtenons des solutions R et ψ fonctions de Ω :

$$\left\{ \begin{array}{l} R = \frac{mb\Omega^2 e^{j\varphi} (k_\psi + (C - A)\Omega^2) - (A - C) \cdot \sin \alpha \cdot \cos \alpha \Omega^2 e^{j\theta} k_{r\psi}}{(k_r - m\Omega^2)(k_\psi + (C - A)\Omega^2) - k_{r\psi} \cdot k_{\psi r}} \\ \Psi = \frac{-mb\Omega^2 e^{j\varphi} k_{\psi r} + (A - C) \cdot \sin \alpha \cdot \cos \alpha \Omega^2 e^{j\theta} (k_r - m\Omega^2)}{(k_r - m\Omega^2)(k_\psi + (C - A)\Omega^2) - k_{r\psi} \cdot k_{\psi r}} \end{array} \right. \quad (3-24)$$

Le comportement du rotor en fonction de sa vitesse de rotation est déterminé si nous connaissons les coefficients de raideur du système, les éléments de masse, et les balourds statiques et dynamiques.

Le balourd statique excite le mode de mouvement en translation, le balourd dynamique excite le mode de mouvement angulaire (ou conique).

Les représentations graphiques de R et Ψ en fonction de la vitesse de rotation du rotor permettent de visualiser les fréquences de passage des modes critiques.

R représente l'amplitude du mouvement de translation du centre de gravité du rotor. Le maximum d'amplitude de R correspond au mode critique cylindrique décrit à la Figure 3- 5 :

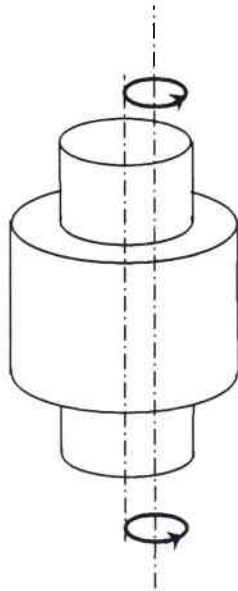


Figure 3- 5
Mode critique cylindrique

Ψ représente l'amplitude du mouvement angulaire de l'axe d'inertie du rotor. Les maxima d'amplitude de la courbe représentative de Ψ en fonction de la vitesse de rotation du rotor correspondent aux deux modes critiques coniques. un mode critique conique est défini à la Figure 3- 6 :

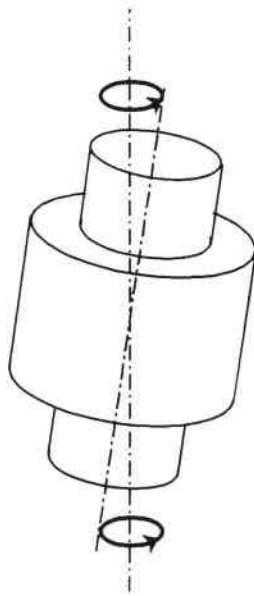


Figure 3- 6
Mode critique coniques

3.2 Recherches sur des procédés à paliers magnétiques intégrés

3.2.1 Introduction

La lévitation d'un moteur en rotation est une des applications principales des suspensions magnétiques. Une suspension magnétique est constituée de paliers magnétiques actifs et/ou passifs. Les intérêts de ce type de suspension sont principalement l'absence de contact et l'absence de lubrifiant, ce qui autorise des vitesses de rotation très importantes, des grandes durées de vie et des interventions de maintenance préventive moins fréquentes.

La conception d'une suspension magnétique est régie notamment par le théorème d'Earnshaw qui peut s'énoncer :

« La lévitation totale d'un corps dans un champ magnétique est impossible si la perméabilité relative μ_r est supérieure à 1 dans l'ensemble du système ».

Donc, une suspension magnétique stable est obtenue avec au minimum un axe actif, lequel peut être réalisé soit à l'aide d'un palier magnétique actif, soit par l'utilisation de matériau supraconducteur ou diamagnétique (palier magnétique passif).

Une classification des différentes configurations stables est proposée par J.P. Yonnet et G. Lemarquand :

tout système indéformable possède six degrés de liberté (voit Figure 3- 7).

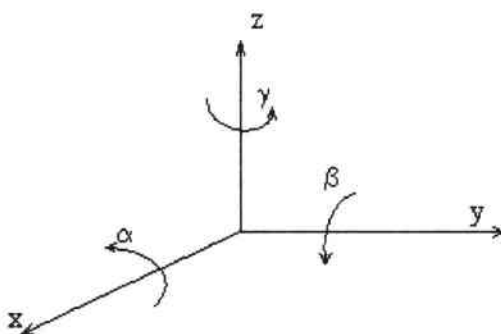


Figure 3-7
Définition des degrés de liberté

Dans un système tournant, la rotation γ autour de l'axe du système est régie par le moteur. La suspension doit donc contrôler les cinq autres degrés de liberté : les trois translations x , y , z et les deux rotations α et β .

Suivant la nature active ou passive de chaque palier, nous obtenons des configurations différentes. Une suspension est d'autant plus simple que le nombre de degrés de liberté contrôlés par paliers actifs est petit. Néanmoins, la précision des positionnements est assurée par les asservissements, c'est-à-dire par les axes actifs de la suspension. Le théorème d'Earnshaw interdit la stabilité en translation du positionnement par paliers passifs.

Une suspension du type cinq axes actifs (translations x , y et z , rotations α et β) est très performante et permet l'amortissement de tous les modes propres. Cette solution a été initialement étudiée par H. Habermann, fondateur de la S2M et reste la configuration systématiquement retenue par les ingénieurs de recherche de cette société, leader au monde dans ce domaine. Pour les entraînements de systèmes tels que les électrobroches, exigeant une grande précision dans le positionnement, la solution de suspension à cinq axes magnétiques actifs est la mieux adaptée.

L'instabilité radiale qui caractérise un moteur est d'autant plus difficile à maîtriser qu'il s'agit d'applications à haute vitesse, pour lesquelles il doit être fait appel à d'importantes forces radiales pour recentrer le rotor soumis aux efforts déstabilisants dus aux perturbations qu'il subit. La mise en évidence de cet effet instable conduit à revoir la conception du moteur elle-même et à proposer des structures originales pour le moteur.

3.2.2 Le concept de palier magnétique intégré

La suspension magnétique d'un rotor en rotation doit donc produire des efforts radiaux du même ordre de grandeur que les forces déstabilisantes générées par le moteur lors d'un décentrage du rotor par rapport au stator ; d'où l'idée d'utiliser le circuit magnétique du moteur pour réaliser la fonction de palier magnétique. Nous appellerons ces nouvelles structures de moteur électrique : « moteur à paliers magnétiques intégrés ».

La fonction centreur magnétique est normalement réalisée en créant des forces d'attraction dans 4 directions deux à deux perpendiculaires.

➤ Principaux inconvénients des paliers magnétiques intégrés

Nous pouvons citer les inconvénients suivants des paliers magnétiques intégrés :

1. la génération de **pertes électromagnétiques** par des courants de Foucault au stator.

Le principal effet de ces pertes est la diminution du rendement de la machine. Cet inconvénient ne remet pas en cause la validation du principe du moteur électrique à paliers magnétiques intégrés,

2. la **modulation de la force** inhérente à la suspension magnétique du rotor.

Les variations de cette force, en amplitude et en direction, génèrent des vibrations du stator. Dans une suspension mécanique, ces vibrations sont subies au rotor, contrairement à celles engendrées par le moteur à paliers intégrés qui apparaissent au stator. En termes d'accéléérations, étant donné le rapport des masses respectives, les vibrations sont beaucoup plus pénalisantes au rotor, à même amplitude et même fréquence. Les vibrations induites par la modulation de la force de lévitation du rotor sont donc « peu perturbantes » concernant le comportement du moteur à paliers magnétiques.

3. la **complexité de l'alimentation**.

La gestion de la commande est plus inhabituelle qu'ardue, et se réalise sans problème à l'aide d'une électronique de commande.

➤ Principe de base du palier magnétique intégré d'un point de vue magnétique

Nous considérons la structure de machine électrique symétrique, montrée Figure 3- 8 : deux champs magnétiques sont superposés, l'un possède une paire de pôles et l'autre deux paires de pôles.

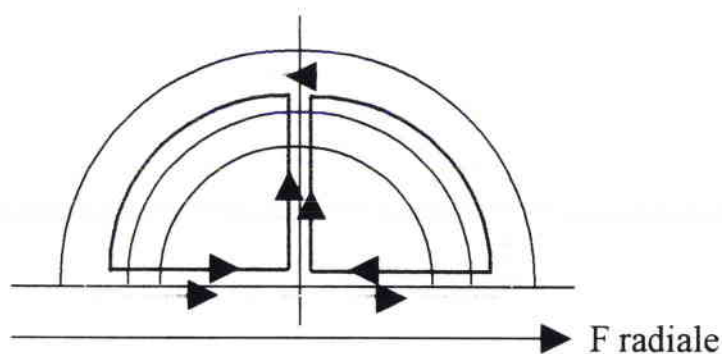


Figure 3- 8

Distribution des lignes de flux d'un palier magnétique intégré

Il est nécessaire de créer un gradient d'induction magnétique \vec{B} pour générer une force radiale. L'amplitude et la direction de cette force radiale dépend des champs magnétiques générés pour la fonction palier et pour la fonction moteur ou propulsion.

Il existe donc une «interférence» du champ magnétique « fonction moteur » avec le champ magnétique associé à la fonction « palier ». Les différents régimes de fonctionnement associés à la fonction moteur (à vide, en charge, grande vitesse, transitoire) influent sur le champ magnétique associé à la fonction palier.

Nous déduisons de la Figure 3- 8 que, pour une structure symétrique, la relation existant entre le nombre de paires de pôles du champ magnétique associé à la fonction propulsion p_t et celui associé à la fonction palier p_p est :

$$p_p = p_t \pm 1 \quad (3-25)$$

Nous allons étudier maintenant différents procédés utilisant le circuit magnétique du moteur pour réaliser la fonction de palier magnétique, ainsi que leurs performances.

3.2.3 Performances des procédés à paliers magnétiques intégrés avec un mode de génération d'efforts magnétiques synchrone à aimants permanents pour la propulsion et la lévitation

Les structures de moteur synchrone à aimants permanents et paliers magnétiques intégrés ont été développées au niveau fondamental et le sont encore au Japon par les équipes de recherche du Professeur OKADA et du Professeur CHIBA. Des recherches ont aussi été menées sur ce type de structures à Annecy pour une application de pompe turbomoléculaire.

Nous allons présenter les différents procédés innovants auxquels ont aboutis les laboratoires de recherche mentionnés ci-dessus.

➤ Recherche de l'équipe du Professeur OKADA (Japon)

Cette équipe a commencé ses études en 1992 en proposant un procédé innovant afin d'obtenir une force radiale d'origine magnétique qui permette de réaliser la fonction palier magnétique dite "intégrée dans la structure magnétique du moteur". Comme nous allons le montrer, ce procédé consiste à avoir un nombre différent de pôles magnétiques au stator et au rotor, l'écart étant de ± 2 pôles. Des études théoriques et expérimentales ont été réalisées aussi bien sur des structures magnétiques à aimants permanents déposés que sur des structures magnétiques à aimants permanents enterrés. L'influence de ces différentes structures rotoriques sur la force radiale de lévitation a été étudiée.

Nous considérons une structure magnétique de moteur synchrone à aimants permanents déposés (Figure 3- 9) avec un nombre de paires de pôles au rotor $p_R = 2$, soit 4 pôles magnétiques associés à des aimants permanents, et 12 enroulements

concentriques au stator, donc un nombre de paires de pôles $p_s = 3$ (6 pôles magnétiques associés à des courants statoriques).

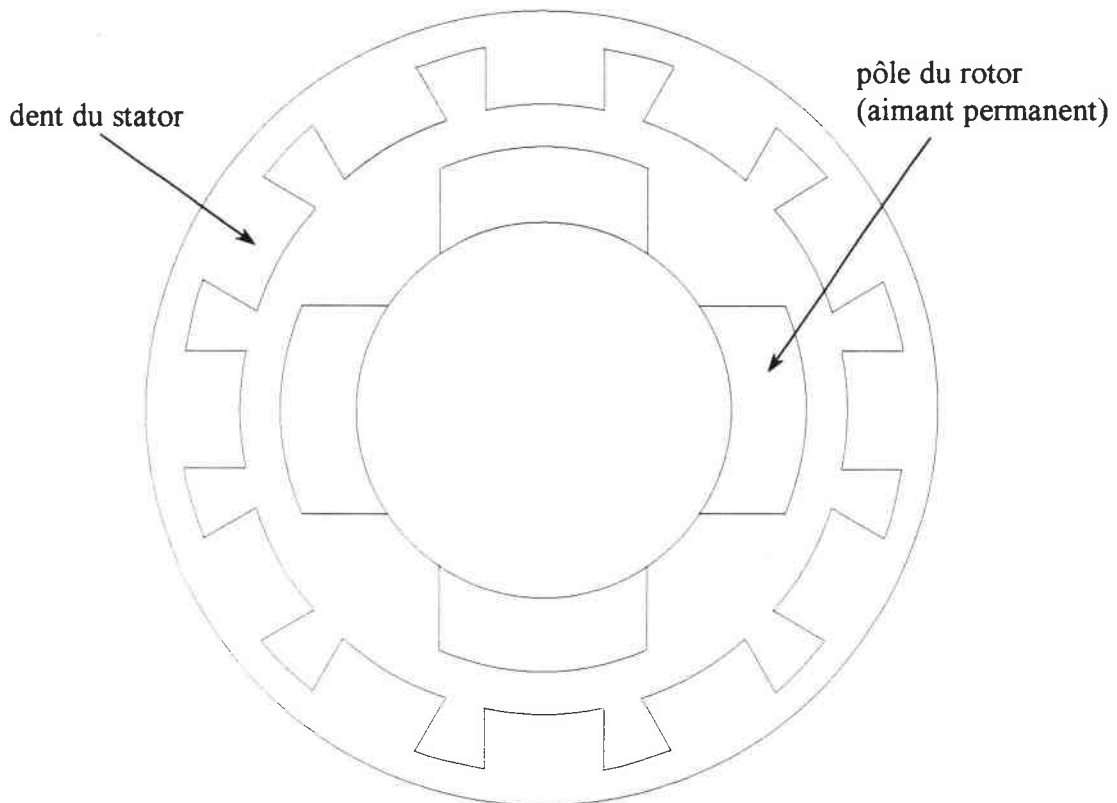


Figure 3- 9
Structure $p_R = 2, p_S$

L'induction magnétique créée au niveau de l'entrefer est donnée par :

$$B(\theta, t) = B_R(\theta, t) + B_S(\theta, t) \quad (3-26)$$

$$B(\theta, t) = B_R^* \cos(\omega t + 2\theta) + B_S^* \cos(\omega t + 3\theta) \quad (3-27)$$

Ce champ magnétique donne lieu à une force d'attraction de direction θ , en accord avec le tenseur de Maxwell :

$$F(\theta) = \frac{\phi^2}{2\mu_0 S} = \frac{B^2}{2\mu_0} \cdot S$$

avec :

S = surface de l'entrefer
F = force appliquée au rotor
B = densité de flux

(3-28)

La force radiale totale pour $\theta = 0$ est :

$$F = \int_0^{2\pi} F(\theta) \cdot \cos \theta \cdot d\theta \quad (3-29)$$

$$F = \int_0^{2\pi} \frac{B^2 r l}{2\mu_0} \cdot \cos \theta \cdot d\theta \quad (3-30)$$

$$F = \frac{r l}{2\mu_0} \cdot \int_0^{2\pi} [B_R^* \cos(\omega t + 2\theta) + B_S^* \cos(\omega t + 3\theta)]^2 \cdot \cos \theta \cdot d\theta \quad (3-31)$$

$$F = \frac{B_R^* \cdot B_S^* \cdot r l}{2\mu_0} \cdot \pi = \text{Constante} \quad (3-32)$$

La force de lévitation est donc constante et indépendante de ωt .

Une autre question qui se pose est de connaître l'influence de cette force de lévitation sur le couple nécessaire à la propulsion.

La distribution des courants statoriques qui engendrent un champ magnétique statorique constitué par 6 pôles est donné par le vecteur spatial des courants :

$$i_s(\theta, t) = I_S^* \cdot \sin(\omega t + 3\theta) \quad (3-33)$$

Le couple produit au rotor par cette distribution de courants, par interaction avec le champ magnétique rotorique, est donné par le calcul simple suivant :

$$C = \int_0^{2\pi} B_R^* I_S^* \cdot L \cdot d\theta \quad (3-34)$$

$$C = \int_0^{2\pi} B_R^* \cdot \cos(\omega t + 2\theta) \cdot I_S^* \cdot \sin(\omega t + 3\theta) \cdot L \cdot d\theta = 0 \quad (3-35)$$

Nous en déduisons que le contrôle de la force de lévitation est indépendant de la commande du couple.

Par ailleurs, nous pouvons contrôler la direction de la force de lévitation en changeant l'angle de phase ψ du vecteur spatial de courant :

$$i_s(\theta, t) = I_S^* \cdot \sin(\omega t + 3\theta + \psi) \quad (3-36)$$

Ce courant produit le champ magnétique :

$$b_s(\theta, t) = B^* \cdot \cos(\omega t + 3\theta + \psi) \quad (3-37)$$

En changeant ψ , la direction axiale de la force de lévitation est contrôlée comme l'indique la figure suivante :

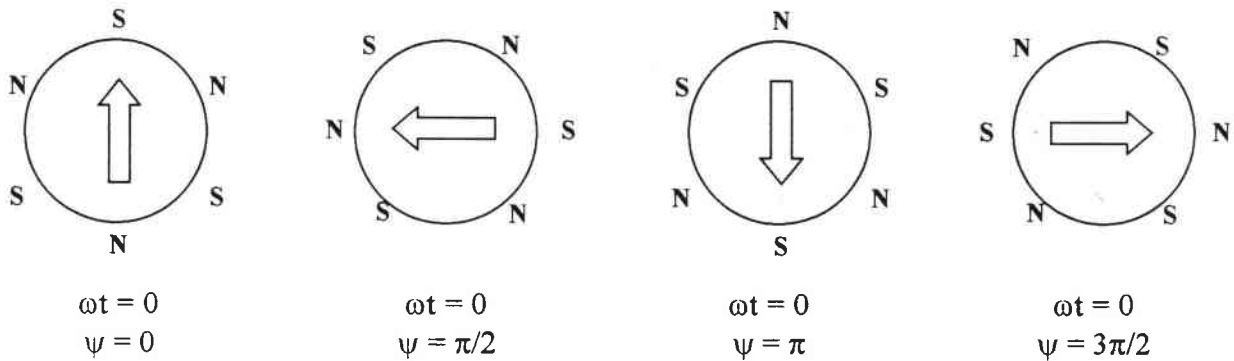


Figure 3- 10

Force de lévitation (symbole \Rightarrow) en fonction de ψ

➤ Généralisation

Pour un nombre de pôles quelconque au stator $2p_S$ et au rotor $2p_R$ nous obtenons la distribution spatiale de champ dans l'entrefer comme ci-après :

$$b(\theta, t) = B_R^* \cdot \cos(\omega t + p_R \cdot \theta) + B_S^* \cdot \cos(\omega t + p_S \cdot \theta) \quad (3-38)$$

Ce champ produit une force de lévitation dans la direction $\theta = 0$:

$$F = \frac{rL}{2\mu_0} \int_0^{2\pi} [B_R^* \cdot \cos(\omega t + p_R \cdot \theta) + B_S^* \cdot \cos(\omega t + p_S \cdot \theta)]^2 \cdot \cos \theta \cdot d\theta \quad (3-39)$$

$$F = \frac{rL \cdot B_S^* \cdot B_R^*}{4\mu_0} \int_0^{2\pi} \{ \cos[(p_R - p_S - 1) \cdot \theta] + \cos[(p_R - p_S + 1) \cdot \theta] \} \cdot d\theta \quad (3-40)$$

La force est constante lorsque :

$$p_R - p_S = \pm 1, \quad (3-41)$$

ce qui revient à dire :

$$(\text{nombre de pôle du stator} - \text{nombre de pôles du rotor}) = \pm 2.$$

L'expression de la force constante est :

$$F = \frac{\pi r L B_S^* B_R^*}{2\mu_0} \quad (3-42)$$

Donc le contrôle de la force de lévitation est indépendant de la commande du couple.

➤ Influence de la distorsion de l'induction magnétique et du nombre de pôles magnétiques

Dans l'analyse précédente, nous avons fait l'hypothèse d'une distribution spatiale sinusoïdale du champ d'induction magnétique. Les conséquences étaient une force de lévitation constante et indépendante du nombre de pôles.

Cette distribution sinusoïdale du champ magnétique n'est pas réaliste dans le cas d'une machine à réductance variable et double saillance.

Des caractérisations expérimentales réalisées par l'équipe du Professeur OKADA, montrent effectivement une influence du nombre de pôles sur la force de lévitation [OKADA – 92].

Nous allons considérer que la distribution spatiale du champ magnétique contient des harmoniques spatiaux. Une étude de la force de lévitation dans ces conditions est présentée ci-dessous en fonction du nombre de pôles choisis au stator et au rotor.

Selon [OHI – 94] deux pôles choisis entre le nombre plus grand de $2p_R$ et $2p_S$, pour un enroulement concentré au stator, sont ceux qui réalisent la fonction lévitation magnétique.

Nous allons étudier maintenant la fluctuation de la force de lévitation. Le champ d'induction magnétique statorique est :

$$b_S(\theta, t) = -B_S^* \cos(\omega t - p_S \theta) - B_H^* \cos H(\omega t - p_S \theta) \quad (3-43)$$

avec :

B_H^* : valeur maximale des harmoniques,

H : multiplicateur de la fréquence spatiale.

Normalement, B_H^* est plus petit que B_S^* quand $H \geq 2$.

Le champ d'induction magnétique total dans l'entrefer est :

$$b(\theta, t) = b_R(\theta, t) - b_S(\theta, t) \quad (3-44)$$

$$b(\theta, t) = B_R^* \cos(\omega t - p_R \theta) + B_S^* \cos(\omega t + p_S \theta) + B_H^* \cos H(\omega t - p_S \theta) \quad (3-45)$$

Nous obtenons la force de lévitation selon la direction $\theta = 0$:

$$F = \frac{rL}{2\mu_0} \int_0^{2\pi} [B_R^* \cdot \cos(\omega t - p_R \cdot \theta) + B_S^* \cdot \cos(\omega t - p_S \cdot \theta) + B_H^* \cdot \cos H(\omega t - p_S \cdot \theta)]^2 \cdot \cos \theta \cdot d\theta \quad (3-46)$$

Le premier et le second terme de cette intégrale donnent la force de lévitation $F_{1,2}$ constante selon (3-40) et (3-42).

Le produit du deuxième et du troisième terme de l'intégrale (3-46) est à l'origine de la perturbation suivante de la force de lévitation :

$$F_{2,3} = \frac{rL \cdot B_S^* \cdot B_H^*}{4\mu_0} \int_0^{2\pi} \{ \cos[(H-1) \cdot \omega t] + \cos[p_S(H-1) - 1) \cdot \theta] \} \cdot d\theta \quad (3-47)$$

$$F_{2,3} = \frac{\pi \cdot rL \cdot B_S^* \cdot B_H^*}{2\mu_0} \cdot \cos \omega t \quad (3-48)$$

$$\text{quand : } \begin{cases} H = 2 \\ p_S = 1 \\ p_R = 2 \end{cases} \quad (3-49)$$

Les relations (3-49) forment la condition pour qu'apparaisse la perturbation $F_{2,3}$.

Le produit du premier et du troisième terme de l'intégrale (3-46) est à l'origine d'une autre perturbation de la force de lévitation :

$$F_{1,3} = \frac{rL \cdot B_R^* \cdot B_H^*}{4\mu_0} \int_0^{2\pi} \left\{ \begin{array}{l} \cos[(H-1) \cdot \omega t] + \cos[p_R - H \cdot p_S + 1) \cdot \theta] \\ + \cos[(H-1) \cdot \omega t] + \cos[p_R - H \cdot p_S - 1) \cdot \theta] \end{array} \right\} \cdot d\theta \quad (3-50)$$

$$F_{1,3} = \frac{\pi \cdot rL \cdot B_R^* \cdot B_H^*}{2\mu_0} \cdot \cos[(H-1) \cdot \omega t] \quad (3-51)$$

$$\text{quand } p_R - H \cdot p_S = \pm 1 \quad (3-52)$$

La relation (3-52) est la condition d'apparition de cette perturbation $F_{1,3}$.

Les conditions (3-41) et (3-52) nous donnent les deux cas suivants dans lesquels on retrouve des perturbations ou distorsions de la force de lévitation :

Cas n° 1 : $H = 2$; $p_R = 3$; $p_S = 2$

La perturbation est :

$$F_{1,3} = \frac{\pi.rL.B_R^* .B_H^*}{2\mu_0} .\cos(\omega t) \quad (3-53)$$

Cas n° 2 : $H = 3$; $p_R = 2$; $p_S = 1$

La perturbation est :

$$F_{1,3} = \frac{\pi.rL.B_R^* .B_H^*}{2\mu_0} .\cos(2\omega t) \quad (3-54)$$

➤ Remarque

Dans l'analyse précédente, nous avons supposé que seul le champ magnétique statorique présente une distorsion. Il est possible de démontrer que les résultats analytiques obtenus sont encore valables lorsque le champ magnétique rotorique seul est distordu.

Si le champ magnétique statorique et le champ magnétique rotorique sont déformés simultanément, nous trouvons alors les perturbations individuelles dues à chaque champ magnétique, auxquelles il faut ajouter le produit des termes associés à chaque distorsion. Dans ces conditions nous observons que si p_R et p_S sont supérieurs à 2, la force de lévitation n'est influencée ni par la distorsion du champ magnétique statorique, ni par la distorsion du champ magnétique rotorique.

Par contre, la construction du moteur devient relativement compliquée et chère. Le nombre de pôles doit être le plus petit possible.

Si on choisit la combinaison $p_R = 1$ et $p_S = 2$, la force de lévitation n'est pas influencée par les perturbations. Cette combinaison des nombres de pôles est donc à retenir.

Cependant nous savons qu'aujourd'hui il est aisé d'obtenir des flux magnétiques à répartition sinusoïdale avec des rotors à aimants permanents.

CHAPITRE 4

-

Des Modes de Génération d'Efforts Magnétiques pour la Grande Vitesse : Performances Inhérentes à la Qualité de la Conversion

Introduction

Dans ce chapitre, nous allons d'abord présenter la machine à réluctance variable et double saillance : son principe, connu depuis plus d'un siècle, puis la méthode de calcul de son couple et de son alimentation. Nous nous attacherons ensuite à présenter les méthodes connues actuellement pour réaliser le synchronisme de l'alimentation et de la position du rotor sans utiliser de capteur de position.

4.1 La Génération d'Effort par Réluctance Variable et Double Saillance

4.1.1 Un peu d'histoire

En 1820, le danois OERSTED publie la découverte de l'action à distance de la circulation d'un courant sur un aimant. Aussitôt après, AMPERE publie la « règle du bonhomme d'Ampère », et ARAGO annonce qu'il a réussi à aimanter un morceau de fer avec un solénoïde, en même temps que DAVY en Angleterre.

Les recherches et les découvertes se succèdent alors à grande vitesse : FARADAY, BARLOW, LENZ, HENRY ... sont des noms bien connus des électrotechniciens.

En 1831, l'américain HENRY conçoit un électroaimant pouvant soulever 50 fois son propre poids. Il construit aussi un « actionneur » de laboratoire qui peut être considéré comme l'ancêtre des moteurs à réluctance variable [28].

4.1.2 Principe de la conversion électromécanique à réluctance variable

4.1.2.a Présentation du Moteur à Réluctance Variable et Double Saillance (MRVDS)

Les machines à réluctance variable à double saillance comportent au stator plusieurs phases fonctionnant de manière quasi indépendante (peu de couplage magnétique). Le rotor comporte un nombre de dents N_r qui doit être différent de celui N_s du stator (voir Figure 4- 1) :

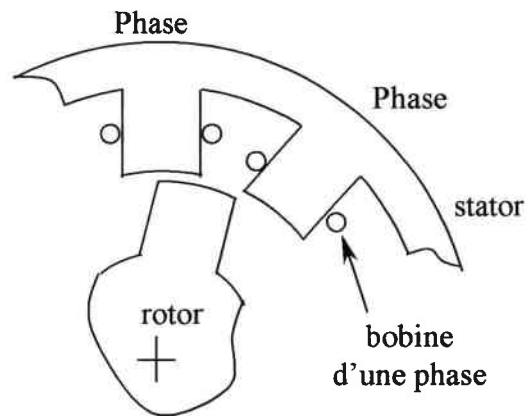


Figure 4- 1

Structure de base du moteur à réluctance variable et double saillance.

Le principe de fonctionnement de ce type de machine est celui de l'électroaimant : lorsque les phases sont alimentées à tour de rôle, elles attirent successivement le rotor qui tend à tourner pour s'aligner sur la phase alimentée : c'est la loi physique du flux maximum qui énonce qu'un circuit déformable tend à se disposer sous la forme qui rend maximum le flux qui le traverse.

Deux positions particulières du rotor peuvent être fondamentalement distinguées :

- la position alignée ou "en conjonction" quand l'axe de la dent rotorique est confondu avec l'axe du pôle alimenté ; dans cette position, l'inductance de la phase alimentée est maximale (position de flux maximum),
- la position "en opposition" quand l'axe de la dent rotorique est disposé de façon à rendre l'inductance minimale (position de flux minimum).

Remarquons très simplement que :

- le sens d'alimentation des bobines des phases n'a aucune influence sur le signe du couple,
- qu'en convention moteur, le couple est positif si nous injectons un courant lorsque les dents rotoriques s'approchent des dents statoriques excitées. Dans le cas contraire, si elles s'en éloignent, le couple est négatif et la machine freine. Il

en résulte que le couple ne peut être fourni que pendant un demi pas (utilisation d'un seul quadrant du plan (flux en fonction des ampères-tours).

4.1.2.b Expression du couple du moteur à réluctance variable et double saillance (MRVDS)

Le caractère radicalement non linéaire de ce type de structure (fort niveau de saturation, onde de perméance non sinusoïdale) rend difficile toute modélisation utilisant une représentation électrique de la machine. En utilisant une modélisation de type énergétique (méthode de la variation des énergies), il est possible de montrer que le couple instantané de cette machine électromagnétique par dent du rotor s'exprime en convention moteur par l'une des deux relations suivantes :

$$C(\theta) = -\frac{\partial W_{em}}{\partial \theta_m} = -N_r \cdot \frac{\partial W_{em}}{\partial \theta} \quad \left| \text{à } \varphi = \text{Cte} \right. \quad (4-1)$$

$$C(\theta) = \frac{\partial W'_{em}}{\partial \theta_m} = N_r \cdot \frac{\partial W'_{em}}{\partial \theta} \quad \left| \text{à } ni = \text{Cte} \right. \quad (4-2)$$

Dans ces expressions, W_{em} et W'_{em} sont respectivement l'énergie et la coénergie magnétiques, θ_m et θ sont les angles mécanique et électrique respectivement, et N_r le nombre de dents rotoriques, avec :

$$\theta = N_r \cdot \theta_m \quad (4-3)$$

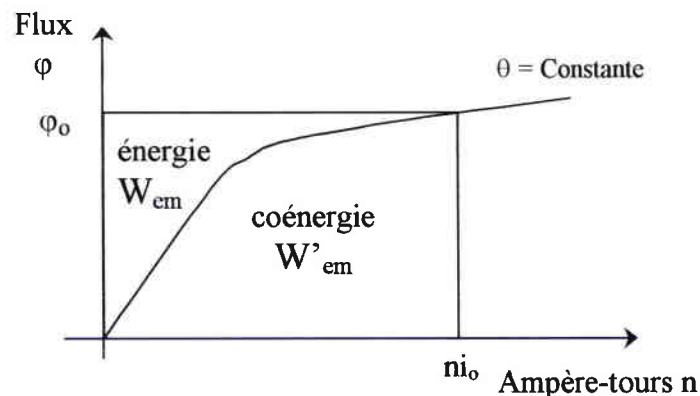


Figure 4- 2

Energie et coénergie d'un circuit magnétique saturable

$$W_{em} = \int_0^{\varphi_o} ni_o \cdot d\varphi \quad (4-4)$$

$$W'_{em} = \int_0^{ni_o} \varphi \cdot d(ni) \quad (4-5)$$

avec : ni ampères-tours excitateurs, et φ flux dans le circuit magnétique

- Si le circuit magnétique n'est pas saturé, des relations simples permettent de calculer le couple par dent du rotor :

$$C = \frac{ni^2}{2} \cdot \frac{dP}{d\theta} = \frac{i^2}{2} \cdot \frac{dL}{d\theta} \quad (4-6)$$

avec :

$$\left. \begin{array}{l} P(\theta) = \text{perméance définie par :} \\ \varphi(\theta) = P(\theta).ni \\ n = \text{nombre de spires d'un bobinage d'une phase} \\ i = \text{courant qui parcourt la phase} \\ L(\theta) = \text{inductance de la phase} \end{array} \right\} \quad (4-7)$$

- Si le circuit magnétique est saturé (cas le plus fréquent), il faut avoir recours aux expressions des équations (4-1) et (4-2). L'entrefer est alors un paramètre fondamental.

Le fonctionnement sur une période électrique peut alors être décrit dans le plan $\varphi(ni)$ par le cycle énergétique dont la surface est égale à l'énergie convertie pendant un cycle :

$$W = \oint_{2\pi} ni.d\varphi \quad (4-8)$$

La Figure 4- 3 montre l'allure des cycles lorsqu'un courant est injecté pendant la phase de croissance de l'inductance (Figure 4- 3a) pour obtenir un fonctionnement moteur et lorsqu'il est injecté pendant la phase de décroissance (Figure 4- 3b) pour obtenir un fonctionnement frein ou générateur [28].

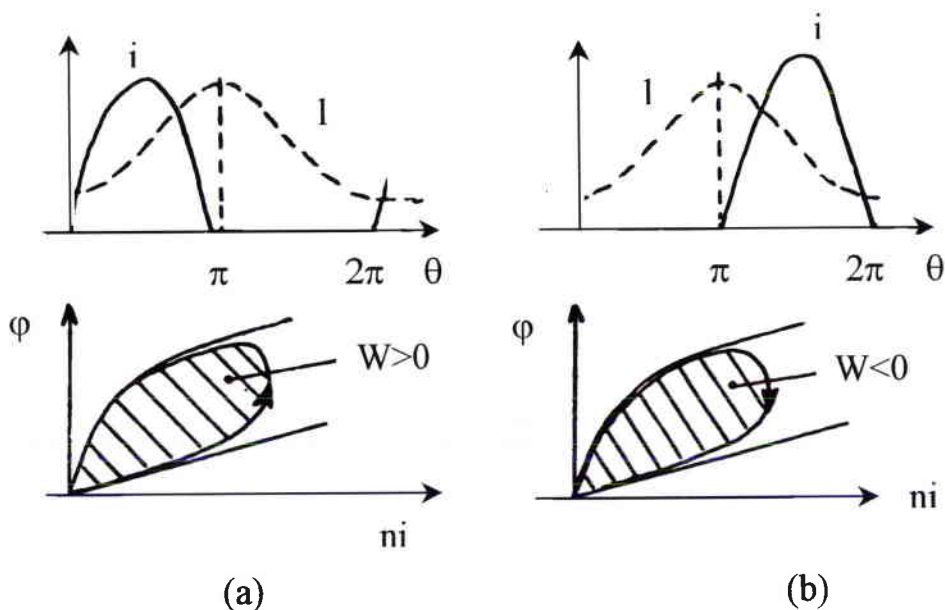


Figure 4- 3

Cycles énergétiques de conversion dans une machine à réluctance variable

La puissance électromagnétique convertie s'exprime par :

$$P_{em} = f.W \quad (4-9)$$

Où f est la fréquence électrique d'alimentation en courant unidirectionnel égale à la fréquence de la fonction perméance (autopilotage) :

$$f = N_r.F = N_r.\frac{\Omega}{2\pi} \quad (4-10)$$

où F et Ω sont la fréquence et la pulsation de rotation. Or P_{em} peut aussi s'écrire en fonction du couple électromagnétique moyen :

$$P_{em} = C_{em}.\Omega \quad (4-11)$$

En écrivant l'égalité des équations (4-9) et (4-11) et en utilisant l'équation (4-10), nous obtenons l'expression du couple moyen :

$$C_{em} = N_r.\frac{W}{2\pi} \quad (4-12)$$

Et s'il y a q phases :

$$C_{em} = q.N_r.\frac{W}{2\pi} \quad (4-13)$$

4.1.2.c Alimentation par convertisseur statique

➤ Structure du convertisseur

Nous avons déjà exprimé que ces machines se satisfont d'une alimentation unidirectionnelle, ainsi les structures de convertisseur requises diffèrent-elles sensiblement de celles des machines classiques à courant alternatif.

La structure de base qui permet d'exploiter au mieux les caractéristiques électromagnétiques du MRVDS est un demi-pont asymétrique (Figure 4- 4) : il présente une analogie avec les onduleurs classiques en ce qu'il requiert deux semi-conducteurs commandés, dont l'un est relié au potentiel haut de la source continue d'alimentation (commande plus délicate et plus coûteuse) et deux diodes par phase.

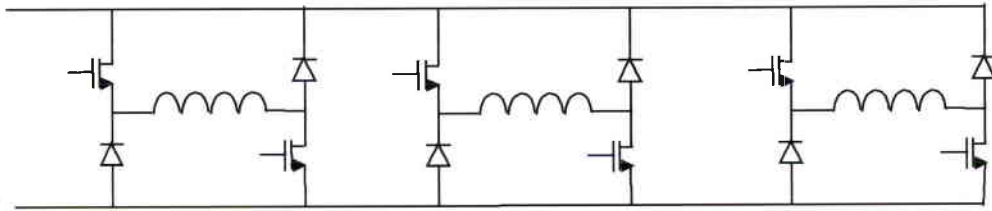


Figure 4- 4
Demi-pont asymétrique

La fermeture des deux interrupteurs commandés permet l'application de la pleine tension continue aux bornes de l'enroulement, et ainsi la magnétisation de la phase. Par ouverture des deux commutateurs, l'énergie magnétique non convertie est restituée à la source par la conduction des diodes de récupération.

D'autres solutions existent ou restent à trouver pour alimenter ces moteurs. Une solution considérée comme classique aujourd'hui n'utilise qu'un interrupteur commandé par phase : c'est l'alimentation avec moteur à enroulements bifilaires (Figure 4- 5).

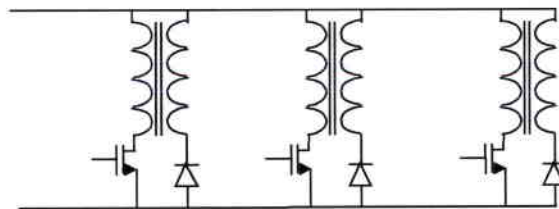


Figure 4- 5
enroulements bifilaires

La configuration de MILLER optimise le nombre d'interrupteurs de puissance commandés, puisqu'elle utilise un seul interrupteur de puissance principal et une diode principale (Figure 4- 6). Le principal inconvénient de ce montage est que les phases ne sont pas totalement indépendantes.

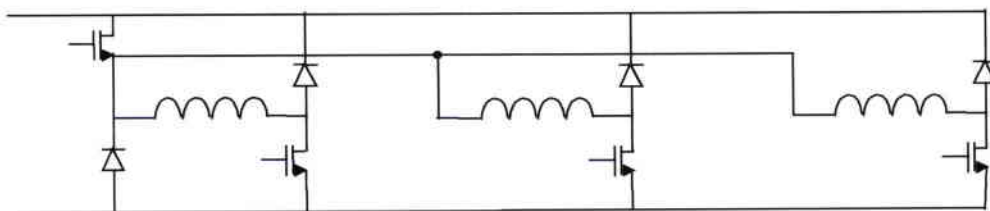


Figure 4- 6
configuration de MILLER

➤ Travail à basse vitesse :

A basse vitesse, en plus de la synchronisation de l'alimentation des phases avec la position du rotor, il faut surveiller le courant pour qu'il conserve des valeurs assignées : en effet, la faible vitesse de rotation fait que la force électromotrice

induite dans chaque phase du stator est faible, et le courant prend des valeurs trop élevées.

Le courant est régulé par Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) pendant la conduction. La Figure 4- 7 montre un exemple de forme d'onde d'alimentation synchronisée avec l'inductance, donc la position du rotor.

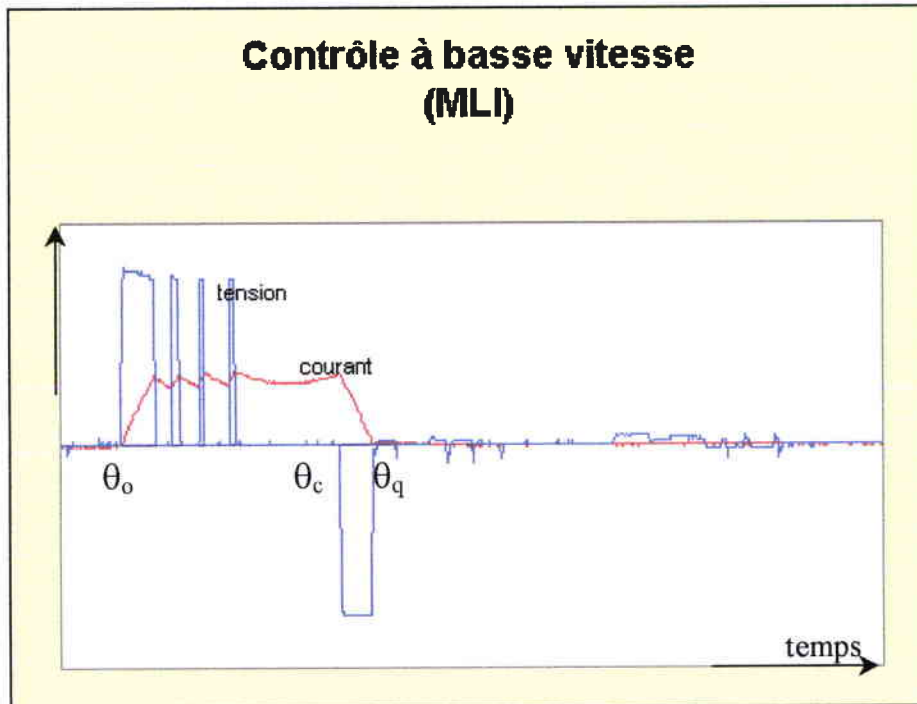


Figure 4- 7

Contrôle à basse vitesse (MLI)

θ_0 : angle d'allumage ; θ_c = angle d'extinction ; θ_q = angle d'extinction du courant

L'inductance en conjonction (position lors de l'extinction du courant) étant supérieure à celle en opposition (position lors de l'établissement du courant), la durée de l'extinction du courant est supérieure à celle de l'établissement : ce phénomène peut provoquer l'apparition d'un couple instantané négatif si le traînage du courant à l'extinction se produit pendant la phase de décroissance de l'inductance.

➤ Travail à haute vitesse

Lorsque la vitesse augmente, le fait d'avancer le début de la croissance du courant par rapport à la position d'opposition engendre à nouveau l'apparition d'un couple instantané négatif : malgré cela, aux vitesses élevées, il est intéressant d'avancer fortement l'angle de mise en conduction (de l'ordre de 60° à 100° électriques).

A haute vitesse, il n'est plus nécessaire de réaliser un contrôle du courant.

Comme le montre la Figure 4- 8, ceci est dû à la grande vitesse de rotation du rotor qui fait que le courant ne réussit pas à atteindre la valeur limite avant que se produise le changement de phase active. Il suffit d'appliquer une seule impulsion de tension.

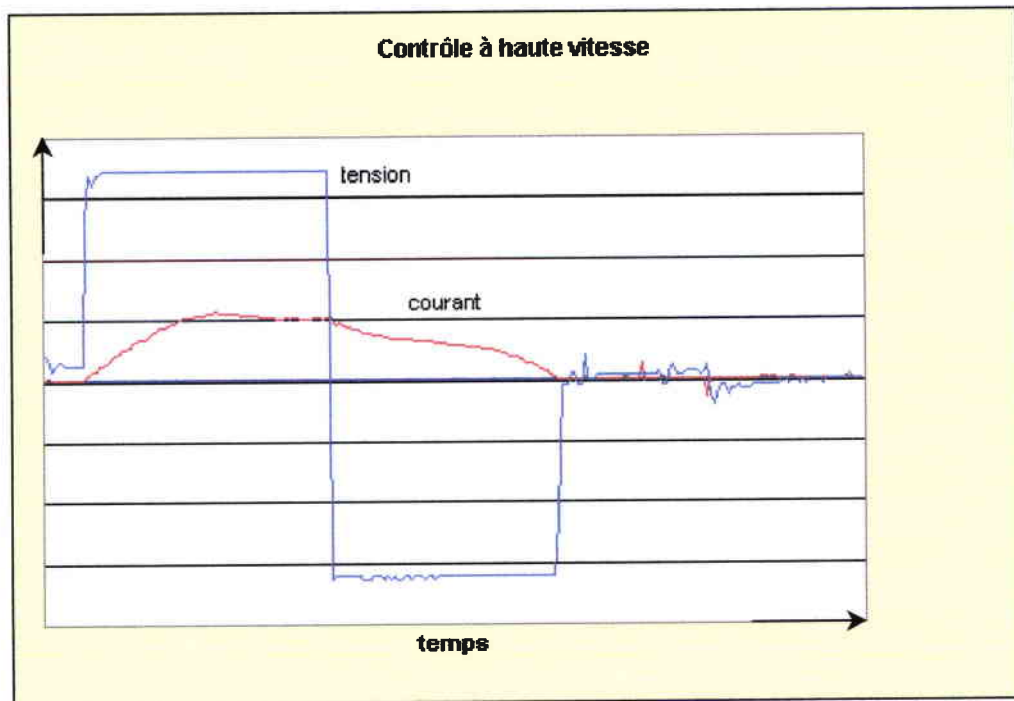


Figure 4- 8
Contrôle à haute vitesse

4.1.2.d Autopilotage

Ces machines requièrent un autopilotage pour assurer le synchronisme de l'alimentation et de la position du rotor.

Pour cela, il existe deux solutions :

- l'autopilotage par capteur de position direct (optique, effet Hall, resolver,...),
- l'autopilotage par capteur indirect, nommé « sans capteur » (sensorless en anglais) : cette solution conduit à une diminution des coûts, et à une robustesse accrue. Cette solution est particulièrement intéressante pour les vitesses de rotation très élevées.

Ces méthodes sont développées dans le chapitre 4 de ce document.

4.1.2.e Avantages et inconvénients du MRVDS

➤ Avantages

La machine à réluctance variable et double saillance est intéressante en raison de la simplicité de sa conception et donc de sa fabrication. Remarquons en particulier la simplicité du rotor sans aimants ni conducteurs, qui est un atout de cette machine, particulièrement vers les vitesses élevées.

Son alimentation électronique est également simple, puisque unidirectionnelle. Cette machine est donc robuste.

➤ Inconvénients

Le couple ne peut être fourni que pendant un demi pas : ceci impose un couple pulsé, et nécessite un fonctionnement multiphasé (au minimum triphasé pour pouvoir décider du sens de rotation).

L'induction dans la machine doit être choisie à un niveau assez important pour obtenir des performances raisonnables : le circuit magnétique est alors fortement saturé, et l'entrefer joue un rôle très important.

L'association des deux paramètres couple fortement pulsé et forte induction, provoque une déformation radiale du circuit magnétique du stator, qui génère un bruit relativement important. Des chercheurs accomplissent d'importants travaux sur ce point.

4.2 La conversion d'énergie sans capteur

Du point de vue du contrôle, le MRVDS est hautement non linéaire. Les stratégies de contrôle sont développées afin d'atteindre tous les points de la plage autorisée du plan (couple/vitesse). Pour obtenir la performance maximale du moteur, nous pouvons utiliser différents modes de contrôle tels que :

- contrôle du courant ou de la tension,
- contrôle de l'avance de phase,
- contrôle de l'angle d'alimentation de la phase, définit comme l'angle compris entre l'angle d'extinction θ_c et celui d'allumage θ_o (Figure 4- 7) :

$$\theta_D = \theta_c - \theta_o \quad (4-14)$$

La performance du MRVDS dépend de la précision de la synchronisation du moment où l'envoi les impulsions de courant dans la phase relativement à la position du rotor. Un couple moteur est produit si une phase est alimentée lorsque le rotor s'approche de cette phase. Si la phase est alimentée alors que le rotor s'éloigne d'elle, c'est un couple frein qui est produit. Il est donc nécessaire d'avoir des informations sur la position du rotor. L'utilisation de capteurs classiques pour obtenir cette information de position est chère, voire impossible à très grande vitesse. De plus, elle est peu sûre dans un milieu industriel fortement parasité. Mais il est possible d'obtenir des informations sur la position du rotor à partir de la mesure des grandeurs aux bornes du moteur.

Nous allons présenter le principe de plusieurs types de commande sans capteur du MRVDS.

4.2.1 Détection de la forme d'onde

La valeur instantanée de la f.é.m. induite dans une phase dépend de la position du rotor. Il en résulte une modulation de l'onde du courant qui peut être observée, et qui contient l'information de position recherchée. Cette méthode n'est pas utilisable aux basses vitesses.

4.2.2 Mesure de la variation de l'inductance

Dans cette technique, la position du rotor est déduite de la mesure du temps d'extinction du courant dans une phase du stator. Cette mesure peut se faire dans une phase active, ou bien dans une phase inactive par injection de courant.

Les méthodes qui observent le courant produisant le couple (c'est-à-dire dans la phase active) sont dites passives, alors que celles qui injectent un signal de mesure dans une autre phase sont dite actives.

Les bobines stator sont concentrées autour d'une dent, et à cause de la forme du rotor, le couplage entre les phases est faible. Nous pouvons écrire l'équation flux/tension d'une phase de la manière suivante :

$$v = R.i + \frac{d\varphi}{dt} \quad (4-15)$$

avec :

v :	tension aux bornes de la phase
i :	courant dans la phase
φ :	flux dans la phase

Cette équation peut encore s'écrire :

$$v = R.i + l \frac{di}{dt} + \frac{\partial \varphi}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (4-16)$$

avec :

l :	inductance incrémentale, donnée par :
l =	$\frac{\partial \varphi}{\partial i}$

(4-17)

La variation du courant est donnée par :

$$\frac{di}{dt} = \frac{v - R.i - \frac{\partial \varphi}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt}}{l} \quad (4-18)$$

Les formes d'onde du courant sont données à la Figure 4- 7 pour les basses vitesses, et à la Figure 4- 8 pour les hautes vitesses. Lorsque les termes de chute

ohmique et de f.é.m. de mouvement (deuxième et troisième termes du numérateur de l'équation (4-18)) peuvent être négligés par rapport à la tension appliquée, la relation entre di/dt et l'inductance incrémentale l fournit l'information sur la position du rotor.

➤ **Mesure de l'inductance incrémentale dans la phase alimentée.**

Pendant l'opération de découpage de la MLI, le courant oscille autour du niveau requis, avec un ratio fonction de l'inductance incrémentale. Il est possible d'en déduire la position instantanée du rotor.

Cette méthode peut être appliquée sur une large plage de vitesses de rotation, tant que la f.é.m. de mouvement est négligeable par rapport à la tension appliquée.

➤ **Mesure de l'inductance incrémentale dans la phase non alimentée**

Deux techniques de base sont utilisées : l'injection d'impulsions test et l'injection d'une fréquence modulée.

- **Injection d'impulsions test.**

Une brève impulsion de tension est envoyée dans une phase, dans l'intervalle de temps où elle n'est pas connectée à l'alimentation de puissance. Si cette impulsion est suffisamment courte, le courant dans la phase concernée demeure faible, et l'inductance de la phase $L(\theta)$ reste constante, et peut s'écrire :

$$V = L(\theta) \cdot \frac{\partial I}{\partial T} \quad (4-19)$$

Si la tension est appliquée pendant un intervalle de temps déterminé, ∂T est connu. Si elle appliquée jusqu'à ce que le courant atteigne une valeur seuil, c'est ∂I qui est connu.

- **Injection d'une fréquence modulée.**

La phase isolée de l'alimentation de puissance est alimentée par un oscillateur à haute fréquence, conçu de telle manière que la fréquence du signal qu'il délivre soit inversement proportionnelle à l'inductance de la phase. La fréquence est convertie en tension et comparée avec une valeur seuil. Des techniques de modulation de fréquence ou d'amplitude peuvent être également utilisées.

Une autre méthode consiste à injecter une haute fréquence au moyen d'un circuit résonant accordé pour $L_0 C \omega^2 = 1$, où L_0 est la valeur minimum de l'inductance de la phase, C est une capacité de résonance et ω est la fréquence de résonance. Une technique de démodulation synchrone fournit un signal de tension démodulée image de l'inductance cherchée.

Ces algorithmes de détection active de position du rotor ont la capacité de travailler dans une large plage de vitesses de rotation, y compris vers les très hautes vitesses.

4.2.3 Méthode flux/courant

Une autre méthode utilise la relation entre le flux et le courant dans une phase du stator :

$$L = \frac{\varphi}{i} \quad (4-20)$$

avec L : inductance de la phase.

Le flux dans la phase φ est estimé à partir de la relation :

$$\varphi = \int (v - R.i).dt \quad (4-21)$$

avec v : tension aux bornes de la phase.

Cette méthode peut fonctionner sur une large plage de fréquence, et même jusqu'à vitesse nulle. A haute fréquence, le terme dû aux courants de Foucault limite la performance de cet algorithme.

4.2.4 Méthode basée sur des observateurs

Cette technique utilisant les variables d'état flux, vitesse et position permet d'atteindre une excellente précision, mais demande une puissance de calcul très élevée.

4.2.5 Mesure des tensions induites par mutuelle inductance

Une autre technique consiste à mesurer la tension induite dans une phase non alimentée par le couplage par mutuelle inductance lors du contrôle du courant par MLI. La position du rotor est estimée au moyen de tables de conversion pour diverses valeurs du courant et de la vitesse. Cette technique ne peut être utilisée que dans un moteur alimenté en courant contrôlé (MLI).

Le faible coût de fabrication, les possibilités de fonctionnement à haute vitesse de rotation et de contrôle sans capteur offrent un large champ d'applications industrielles au MRVDS dans les domaines de la machine-outil, de l'aviation, de l'automobile.

Références Bibliographiques de la Deuxième Partie

Chapitre 3:

- Higuchi, T.; et al. A study on magnetic suspension of switched reluctance motor. IEE-Japan, Annual Meeting Record 684 , pp.6-123. 1989
- CHIBA, A.; et al *Principles and characteristics of a reluctance motor with windings of magnetic bearing* Proceedings of IPEC, Tokyo 1990, p.919-926
- CHIBA, A.; POWER, D.T.; RAHMAN, M.A.; *Characteristics of a bearingless induction motor*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.27, No.6, November 1991
- CHIBA, A.; FUKAO, T.; RAHMAN, M.A.; *Principles and no load characteristics of induction motor type bearingless motor*. Proceedings JIASC Annual Meeting, IEE Japan, 1991, p.324
- CHIBA, A.; et al *Radial force in a bearingless reluctance motor* IEEE Transaction on Magnetics, vol.27, no.2, March 1991, p.786-790
- S. BOLOGNANI "A Torque Angle Calculator for Sensorless Reluctance Motor Drives", EPE'91, Firenze, vol. 4, pp. 4-013-017.
- OKADA, Y.; et al *Analysis and control of a permanent magnet type levitated rotating motor* IEEJ Proceedings of symposium on dynamics of electro magnetic force, p.251-256, June 1992
- OKADA, Y. et al.; *Levitation control of permanent magnet type rotating motor*. Proceedings of the International ' 92 Magnetic Bearings, Magnetic drives and dry gas seals conference, Alexandria, VA, July 1992, pp.29-31
- NOMURA, S.; CHIBA, A.; NAKAMURA, F.; IKEDA, K.; FUKAO, T.; *A radial position control of induction type bearingless motor considering phase delay caused by the rotor squirrel cage* Power Conversion Conference, Yokohama, 1993-April, p. 438-443
- CHIBA, A. ; et al. *Effects of magnetic saturation on radial force of bearingless synchronous reluctance machines*. Conf. of the IAS , Vol.1, p.233-239, Oct. 1993, Toronto
- SCHÖB, R. ; BICHSEL, J. ; (LANDIS & GYR Building Control AG) *Vector control of bearingless motor*. Proc. of the 4th Int. Symposium on Magnetic Bearings, pp.327-332, Zürich-1994.
- OOSHIMA, M. ; MIYAZAWA, S. ; DEIDO, T. ; CHIBA, A. ; NAKAMURA, F. ; FUKAO, T; *Characteristics of permanent magnet type bearingless motor*. Proc. of the Int. Conf. IAS, 2-6 Oct. 1994, Vol.1; p.196-202; Denver
- OHISHI, T. ; OKADA, Y. ;DEJIMA, K. ; *Analysis and design of a concentrated wored stator for synchronous type levitated motor*. Proc. of the 4th Int. Symposium on Magnetic Bearings, pp.201-206, Zürich-1994.
- CHIBA, A.; FUKAO, T.; *The maximum radial force of induction machine type bearingless motor using finite element analysis*, Fourth International Symposium on Magnetic Bearings, August 1994, ETH Zürich, 1994
- CHIBA, A. ; DEIDO, T. , FUKAO, T. ; RAHMAN, M.A. ; *An analysis of bearingless ac motors*. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.9, No.1, Mardi 1994; pp.61-68.

MARK, A. et al. Integrated magnetic bearing/switched reluctance machine- U.S. Patent 5,424,595, 1994.

RAHMAN, M.A.; FUKAO, T.; CHIBA, A.; *Principles and developments of bearingless ac motors*. Proceedings of the International Conference IPEC - Yokohama, pp. 1334-1339, 1995

OHISHI, T.; SHIMURA, S.; OKADA, Y.; *Research on synchronous type and induction type levitated rotating motor*. Journal of Electrical Engineering in Japan, Vol.115, No.7, pp.130-138, 1995

ICHIKAWA, O. et al. *A decoupling control method of radial positions in synchronous reluctance type bearingless motors* Proc. of 1995 Inter. Power Electronics Conference (IPEC-Yokohama), 1995, Vol.1, p.346-351.

MICHIOKA, C. ; SAKAMOTO, T. ; ICHIKAWA, O. ; CHIBA, A. ; FUKAO, T. ; *A decoupling control method of reluctance type bearingless motors considering magnetic saturation*. Proc. of the Int. Conference IAS, 9-12 Octobre 1995, Vol.1; pp.405-411; Orlando

TAKAMOTO, Y.; CHIBA, A.; FUKAO, T.; *Tests results on a prototype bearingless induction motor with five axis magnetic suspension*. Proceedings of the International Power Electronics Conference, Yokohama, April 1995, Vol.1, pp.334-339

BARLETTA, N.; SCHÖB, R. (SULZER Electronics Ltd); *Design of bearingless blood pump*. Third International Symposium on Magnetic Suspension Technology, December 1995

MENDLER, M.; PODECHTL, F.; FEIL, G.; HILTMANN, P.; SEBENING, F.; *Seal-less centrifugal blood pump with magnetically suspended rotor: rot-a-flot*. Artificial Organs, Vol.19, No.7, pp.620-624, 1995

OKADA, Y.; SHIMURA, S.; OHISHI, T.; *Horizontal experiments on a PM synchronous type and induction type levitated rotating motor*. Proceedings of the International Power Electronics Conference, Yokohama, pp. 340-345, April 1995

CHIBA, A. ; DESMOND, T. ; RAHMAN, M.A. ; *Analysis of no-load characteristics of a bearingless induction motor*. IEEE Trans. IAS , Vol.31, No.1, January-February 1995; pp.77-83.

BARTHOD, C.; LEMARQUAND, G. *Degrees of freedom control of a magnetically levitated rotor*. IEEE Transactions on Magnetics, pp.4202-4204, November 1995

OKADA, Y. et al. ; *Levitation and torque control of internal permanent magnet type bearingless motor*. IEEE Transactions Control System Technology. Special issue on Magnetic Bearing Control, Sep. 1996

SCHOB, R.; BARLETTA, N.; *Principle and applications of a bearingless slice motor* International symposium on magnetic bearings, Kanazawa, Japan, August 1996, pp.313-318

H. Fayard, V. Aucejo Galindo et R. Vives Fos, "A comparative study of high speed electrical motors for high speed machining", Congrès EDPE'96 Oct 1996, pp.531-536

E. Martincic, H. Fayard, V. Aucejo Galindo et R. Vives Fos "Performance Simulation of High Speed Synchronous Reluctance Motor" Congrès EDPE'96 Oct 1996, pp.236-241.

OHISHI, T.; OKADA, Y.; MIYAMOTO, S. (SHINKO Electric Co. Ltd.); *Levitation control of IPM type rotating motor*. International Symposium of Magnetic Bearings, pp. 327 - 332, Kanazawa August-1996

OOSHIMA, M.; CHIBA, A.; FUKAO, T.; *Design and analysis of permanent magnet type bearingless motors*. IEEE Transactions on Indus. Electr., Vol. IE-43, No.2, pp.292-299, 1996

OOSHIMA, M.; et al. *Analysis and characteristics of a permanent magnet-type bearingless motor*. Electrical Engineering in Japan, Vol.117, No.4, 1996, pp.95-108

MORI, S.; SATOH, T.; OHSAWA, M. (EBARA Research, Co. Ltd) ; *Experiments on a bearingless synchronous reluctance motor with load*. International Symposium of Magnetic Bearings, pp. 339 - 343, Kanasawa August-1996

CHIBA, A.; MIYATAKE, R.; HARA, S.; FUKAO, T.; *Transfer characteristics of radial force of induction type bearingless motors with four pole rotor circuits*. International Symposium of Magnetic Bearings, pp. 319 - 325, Kanasawa August-1996

CHIBA, A.; ONOYA, S.; KIKUCHI, T.; OOSHIMA, M.; MIYAZAWA, S.; NAKAMURA, F.; FUKAO, T.; *An analysis of a prototype permanent magnet bearingless motor using finite element method*. International Symposium of Magnetic Bearings, pp. 351 - 356, Kanasawa August-1996

SCHÖB, R.; BARLETTA, N.; *Principle and applications of a bearingless slice motor* International symposium on magnetic bearings, Kanazawa, Japan, August 1996, pp.313-318

GEMPP, T.; SCHÖB, R.; *Design of a bearingless canned motor pump*. International Symposium of Magnetic Bearings, pp. 333 - 338, Kanasawa August-1996

SANTISTEBAN, J.A. et al. *A digital control for a bearingless induction motor that use their own stator windings*, Proceedings of the 7^o Congreso latinoamericano de control automático, Buenos Aires, Argentina, September 1996, pp.583 – 587.

BEARNSON, G.B.; MASLEN, E.H.; OLSEN, D.B.; ALLAIRE, P.E.; *Development of a prototype magnetically suspended rotor ventricular assist device* , ASAIO Journal, 1996, Vol.42, No.4, pp. 275 - 281

EICHI ITO et al. *A measurement of VA requirements in an induction type bearingless motor*, Proceedings of the fourth International Symposium Magnetic Suspension Technology. NASA/CP-1998-207654, Gifu-November 1997, pp. 125–137.

SCHÖB, R. et al. *Radial active magnetic bearing for operation with a 3-phase power converter*, Proceedings of the fourth International Symposium Magnetic Suspension Technology. NASA/CP-1998-207654, Gifu – November 1997, pp. 111 – 123.

ICHIKAWA, O. Et al *An analysis of radial forces and a rotor position control method of reluctance type bearingless motors* IEE Transactions Japan, Vol.117-D, No.9, 1997

CHIBA, A. et al. *Radial forces in switched reluctance type bearingless motors*, Proceedings of the ninth Symposium on Electromagnetics and Dynamics, Tokyo 1997, pp. 547–552.

SHIMADA, K., TAKEMODO, M., CHIBA, A., FUKAO, T. *Radial Forces in Switched Reluctance Type Bearingless Motors*, 9^o Symposium on Electromagnetics and Dynamics, 1997, pp. 547-552.

OOSHIMA, M. et al. *A rotor design of a permanent magnet – type bearingless motor considering demagnetization*. Proceedings of the Power Conversion Conference, Nagaoka 1997, Vol.II, pp. 655 – 660.

TAKAMOTO, Y., Shimada, K., Chiba, A., Fukao, T. *A design and characteristics of switched reluctance type bearingless motors*. Proceedings of the fourth International Symposium Magnetic Suspension Technology. NASA/CP-1998-207654, Gifu-November 1997, pp. 49–63.

OKADA, Y.; Et al. *Magnetically levitated motor for rotary blood pumps* Artificial Organs Review. 1997, pp. 739-745

CHIBA, A. et al. *Stable operation of induction type bearingless motors under*

loaded conditions IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.33, N°4, pp.919-924, Aug. 1997

OKADA, Y. et al., *Hybrid AMB type selfbearing motor*, Proceedings of the International conference on Non-linear electromagnetic systems. IOS Press 1998, pp. 497-506.

SILBER, S. et al. *Bearingless single-phase motor with concentrated full pitch windings in interior rotor design*. Proceedings of the International conference on Non-linear electromagnetic systems. IOS Press 1998, pp. 486-496.

SILBER, S. et al. *Bearingless single-phase motor with concentrated full pitch windings in exterior rotor design*, Proceedings of the International conference on Non-linear electromagnetic systems. IOS Press 1998, pp. 476-485.

CHIBA, A. et al. *Transient response of revolving magnetic field in induction type bearingless motors with secondary resistance variations*, Proceedings of the International conference on Non-linear electromagnetic systems. IOS Press 1998, pp. 461-475.

CHIBA, A. et al. *Transient response of revolving magnetic field in induction type bearingless motors with secondary resistance variations*, Proceedings of the International conference on Non-linear electromagnetic systems. IOS Press 1998, pp. 461-475.

Chapitre 4:

P.P. Acarnley, R. J. Hill, and C.W. Hooper "*Detection of rotor position in stepping and switched motors by monitoring of current waveforms*" IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1985.

A. Lumsdaine and J.H. Lang "*State observers for variable-reluctance motors*" IEEE IAS Annual Meeting, 1991.

J.P. Lyons, S.R. Mac Minn and M.A. Preston "*Flux/courant methods for SRM rotor position estimation*" IEE IAS Annual meeting, 1991.

M. Eshani, I. Husain and A.B. Kulkarni "*Elimination of discret position sensor and current sensor in switched reluctance motor drives*" IEEE Transactions on Industrial Applications, 1991.

L. KREINDLER, A. TESTA and T.A. LIPO "*Position Sensorless Synchronous Reluctance Motor Drive using the Stator Phase Voltage Third Harmonic*", Conference Record of IEEE IAS Annual meeting, pp. 679-686, 1993.

P. Laurent, M. Gabsi and B. Multon "*Sensorless rotor position analysis using resonant method for switched reluctance motor*" IEEE IAS Annual meeting, pp. 687-694, 1993.

M.S. Arefeen, M. Ehsani , T.A. LIPO "*Sensorless Position Measurement in Synchronous Reluctance Motor*" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 9, pp. 624-630, November 1994.

R. LAGERQUIST, I. BOLDEA, and T. J. E. MILLER, "*Sensorless Control of the Synchronous Reluctance Motor*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, pp 673-682, May/June 1994.

I. Husain and M. Eshani "*Rotor position sensing in switched reluctance motor drives by measuring mutually induced voltage*" IEEE Transactions on Industrial Applications, mai/juin 1994.

L. Prévond "*Etude, expérimentation et modélisation de structures hybrides innovantes tournantes et linéaires*", thèse de Doctorat du CNAM, déc 1994.

M. SCHROEDL and P. WEINMEIER *"Sensorless Control of Reluctance Machine at Arbitrary Operating Conditions Including Standstill"* IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 9, pp. 225-231, March 1994

T. MATSUO and T. A. LIPO *"Rotor Position Detection Scheme for Synchronous Reluctance Motor Based on Current Measurements"* IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, n° 4, pp. 860-868, July/August 1995.

M. Besbes *"Contribution à la modélisation numérique des phénomènes couplés magnéto-élastiques. Application à l'étude des vibrations d'origine magnétique dans les MRV"*, thèse de Doctorat de l'Université de Paris 6, 14 juin 1995.

F Camus, B. Humeau, M. Besbes et M. Gabsi *"Effet de l'alimentation sur les vibrations des machines à réluctance variable"*, journée vibrations et bruits acoustiques des machines électriques – LESIR-ENS Cachan, 2 avril 1997.

M. Sidahmed *"Panorama des méthodes d'analyse et de diagnostic des machines tournantes"*, journée vibrations et bruits acoustiques des machines électriques – LESIR-ENS Cachan, 2 avril 1997.

L.H.A. de Mendeiros *"Force électromagnétique sur les matériaux ferromagnétiques durs"*, journée vibrations et bruits acoustiques des machines électriques – LESIR-ENS Cachan, 2 avril 1997.

C. Picod, M. Besbes, F. Camus et M. Gasbi *"Influence des caractéristiques géométriques sur la réponse vibratoire des machines à réluctance variable"*, journée vibrations et bruits acoustiques des machines électriques – LESIR-ENS Cachan, 2 avril 1997.

R. Vives Fos, V. Aucejo Galindo, E. Martincic, R. Sanchez Grandia et H. Fayard *"Investigaciones actuales en motores electricos de alta velocidad"*, Revue Internationale d'Ingénierie des Systèmes de Production Mécanique, n°1, p V-41, nov 1998.

3ème Partie

Recherches sur Deux Prototypes Ultra-Rapides à Réductance Variable et Double Saillance

Dans cette partie, nous exposons la démarche que nous avons suivie pour la conception et la fabrication de deux prototypes de moteurs à réductance variable et double saillance à très grande vitesse : les modélisations magnétique et mécanique ont permis de valider le dimensionnement de la partie active, les paliers, et de calculer le couple et les fréquences critiques. Les prototypes comportent six dents au stator (trois phases) et deux dents au rotor. Après avoir construit ces prototypes, nous avons effectué un certain nombre d'essais, dont les résultats sont présentés au dernier chapitre. Nous présentons aussi une idée innovante qui a donné lieu à un dépôt de brevet.

CHAPITRE 5

Méthode de Conception et Modélisations Magnétique et Mécanique de Prototypes Ultra-Rapides à Réductance Variable et Double Saillance

Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons la démarche que nous avons suivie pour arriver à la conception de deux prototypes de moteurs ultra-rapides à réductance variable et double saillance. Notre approche a été pluridisciplinaire pour tenir compte de la réalité de la machine : nous nous sommes préoccupés principalement des aspects magnétiques (génération du couple) et mécaniques (contraintes, résonances), sans toutefois négliger complètement les aspects thermiques.

L'objectif principal était d'augmenter les vitesses périphériques (200 000 tr/min) tout en ayant une puissance de l'ordre de 2 kW.

La première phase est la conception magnétique : choix et dimensionnement de la structure en fonction de critères magnétiques. Dans un deuxième temps, l'intervention de la mécanique dans la conception permet d'affiner le premier dimensionnement. On voit apparaître les compromis entre les critères magnétiques et mécaniques. La phase de validation thermique achève enfin la conception des moteurs.

Le dernier paragraphe critique la méthode de conception et met en avant une nouvelle structure innovante pour le rotor.

5.1 Conception et Modélisation Magnétique

5.1.1 Détermination magnétique de la géométrie de chaque prototype

5.1.1.a Choix de la structure de base

Un moteur à réluctance variable à double saillance a pour caractéristique structurelle essentielle les nombres respectifs de dents au stator et au rotor.

Les possibilités de combinaisons de dents statoriques et rotoriques sont nombreuses, et laissent une grande latitude de choix.

Ces combinaisons sont intimement liées au nombre de phases de l'onduleur et donc de l'actionneur et conditionnent indirectement l'ondulation du couple de la machine.

L'accroissement du nombre de phases produit un effet de filtrage des harmoniques du couple produit par chaque phase prise isolément. En effet, compte tenu du principe de production du couple de réluctance, chaque phase ne peut donner un couple positif pendant plus d'une demi-période, aussi une machine biphasée à denture symétrique aura-t-elle un couple instantané nul pour certaines positions. Pour pouvoir démarrer dans n'importe quelle position et dans le sens souhaité, il est nécessaire d'avoir plus que deux phases. Notons que dans le cas où un seul sens de rotation est requis, on peut dissymétriser la structure de la machine dans le but d'accroître la zone de production de couple positif. Si une machine biphasée peut fonctionner dans ces conditions, son couple instantané est très ondulé, et atteint des valeurs faibles dans certaines positions.

5.1.1.b Structure des stators : nombre de dents

Plusieurs choix sont possibles: les considérations ci-dessus imposent un choix d'au moins 3 phases.

L'application haute vitesse, quant à elle, impose un choix de 3 phases au plus. En effet, on n'a pas intérêt à trop augmenter le nombre de phases, donc de dents du stator, sinon :

- la fréquence électrique d'alimentation augmente quand le nombre de phases augmente.

Par exemple, avec un rotor à 2 dents :

- 200 000 tr/min et 3 phases (6 dents) au stator donnent :
6,6 kHz/phase et 20 kHz globalement
- 200 000 tr/min et 4 phases (8 dents) au stator donnent :
6,6 kHz/phase et 26,7 kHz globalement
- 200 000 tr/min et 5 phases (10 dents) au stator donnent :
6,6 kHz/phase et 33,3 kHz globalement

- pour des diamètres intérieur et extérieur donnés, la place disponible pour les enroulements diminue très rapidement quand le nombre de phases, et donc le

nombre de dents du stator, augmentent. Il devient très vite difficile d'obtenir les forces magnétomotrices suffisantes avec des densités de courant raisonnables dans le cuivre des enroulements.

Il est évident que les considérations économiques demandent également un nombre de phases le plus petit possible pour simplifier au maximum le convertisseur qui pilote le moteur.

L'augmentation de la fréquence électrique présente les trois inconvénients majeurs suivants :

- une augmentation des pertes dans la machine
- une diminution du temps disponible entre les instants de commande de deux phases successives nuisible pour la commande
- une diminution du temps de conduction de chaque phase, donc du temps disponible pour l'établissement du courant dans la phase : ceci a pour conséquence évidente une diminution de la vitesse maximum théorique du moteur (diminution du couple).

Le rotor n'étant pas polarisé, la solution à deux phases (4 dents au stator) pose des problèmes par rapport au sens de rotation de la machine (§ 5.1.1.a) : ces problèmes sont difficiles à gérer par une technique de pilotage sans capteur.

Le choix final s'est porté sur un stator à 3 phases et 6 dents.

5.1.1.c Structure des rotors

L'objectif grande vitesse de rotation (objectif : 200 000 tr/min) impose des contraintes très serrées sur le plan mécanique quant à la structure du rotor ; le travail présenté ici visant à valider la faisabilité de cette très grande vitesse avec un MRVDS, il était nécessaire dans un premier temps de ne pas cumuler les difficultés. C'est pourquoi, la structure de la machine devait être la plus simple possible sur le plan mécanique, tout en permettant d'atteindre une puissance de l'ordre de 2 kW.

La littérature actuelle présente une structure très intéressante par les performances qui en résultent pour les grandeurs mécaniques : il s'agit de la structure "laminée axialement", qui se fait avec des rotors à 4 dents réalisés par des empilements de tôles comme le montre la Figure 5- 1. C'est une structure qui permet d'augmenter de façon sensible le rapport L_d/L_q des inductances d'axe direct d L_d et d'axe quadrature q L_q ; on peut gagner un facteur supérieur à 3 sur ce rapport grâce à la structure laminée axialement. Cette augmentation se retrouve sur le couple. Toutefois cette structure est délicate mécaniquement, et ne supporterait pas des vitesses de rotation telles que celles que nous visons sans prendre des précautions extrêmes.

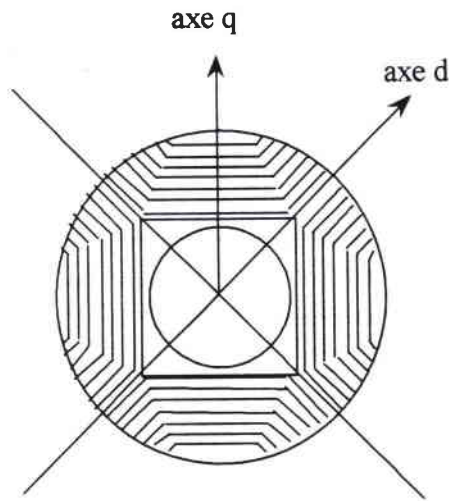


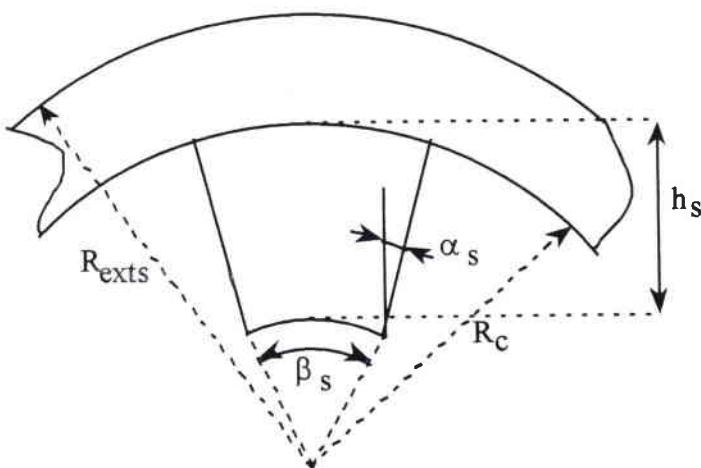
Figure 5-1
Vue en coupe d'un rotor laminé axialement

Les considérations de vitesse de rotation élevée nous imposent donc un rotor de structure élémentaire : le choix s'est finalement porté sur une structure à deux dents, qui est la plus simple possible à construire, mais aussi à équilibrer mécaniquement. Ce choix par contre, n'optimise pas le rapport L_d/L_q .

Une autre idée ayant donné lieu à un dépôt de brevet sera présentée plus loin.

5.1.1.d Géométrie des stators

Pour des raisons magnétiques (diminution du volume de fer saturé), la forme initiale retenue pour les dents du stator était trapézoïdale :



Paramètres nécessaires pour dessiner le stator :

R_{exts} rayon extérieur du stator
 h_s hauteur d'une dent statorique
 α_s angle d'inclinaison d'une dent statorique
 β_s arc polaire statorique
 N_s nombre de dents statoriques

Figure 5-2
Géométrie du stator

Des considérations de fabrication nous ont conduits à modifier ce choix initial. La forme finale retenue pour les dents du stator est rectangulaire.

En effet, pour obtenir un bobinage de bonne qualité, avec des spires bien rangées et serrées, nous avons dû abandonner l'espoir de réaliser ces bobines à la main : la réalisation des bobines directement sur la dent est difficile et très longue, pour un résultat peu intéressant quant au rangement des fils. A cause de ce mauvais taux de remplissage des fils de la bobine, le nombre de tours atteint était très inférieur aux espoirs donnés par le calcul.

Les bobines ont donc dû être fabriquées séparément sur un tour à bobiner, et ensuite, elles ont été montées sur les dents du stator. Dans ces conditions, la forme de la dent doit être droite pour permettre de rentrer les bobines tout en gardant la meilleure section offerte au passage du flux. L'espace inter-dentaire au niveau de l'entrefer limite la taille de la bobine et ses formes possibles. C'est donc la géométrie la plus simple possible qui a été retenue à la fois pour les dents du stator et pour les bobines du stator.

Les dimensions finales ont été déterminées par de nouvelles simulations à l'aide du logiciel de modélisation par éléments finis FLUX2D.

5.1.1.e Géométrie des rotors

➤ Rayon rotorique

Dans notre problème, le choix du rayon rotorique est lié aux paramètres suivants :

- vitesse de rotation du moteur et donc vitesse périphérique du rotor,
- matériau utilisé pour le rotor,
- géométrie du rotor.

Ce choix a une influence directe sur le couple nominal. Une estimation est donnée par [3] :

$$C = 2 \pi \sigma_t L R_r^2 \quad (5-1)$$

avec : R_r rayon rotorique

σ_t densité d'efforts surfaciques

L longueur active du rotor

C couple nominal

Les modélisations menées à l'aide du logiciel de modélisation par éléments finis COSMOS/M et qui sont exposées dans la suite de ce chapitre ont conduit à adopter un rayon du rotor :

$$R_r = 10 \text{ mm}$$

Il en résulte une vitesse tangentielle du rotor de 209,4 m/s à la vitesse de rotation de 200.000 tr/min, soit 754 km/h.

➤ Longueur active des prototypes

La longueur active du rotor est limitée par les dimensions données dans le cahier des charges ou bien par les vitesses critiques admissibles [3].

L'objectif "moteur le plus compact possible" du cahier des charges, imposait une longueur axiale très courte : il a été décidé de choisir une partie active de longueur axiale l :

$$l = 15 \text{ mm.}$$

La valeur de la longueur influe sur la valeur du couple résultant. De faibles valeurs de la longueur active conduisent à une augmentation relative de la perméance d'opposition et, à cause de l'importance accrue des têtes de bobines, ces faibles valeurs impliquent une augmentation des pertes Joule par unité de longueur.

➤ Optimisation magnétique de la forme du rotor

Par la suite, nous avons décidé d'optimiser la forme du rotor : le diamètre du trou du passage de l'arbre dans les tôles est de 6 mm.

Ce diamètre est imposé par les roulements à billes. En effet :

- choisir un diamètre plus petit impose une augmentation du nombre de pièces constitutives du rotor (arbre en plusieurs parties pour pouvoir effectuer le montage), ce qui est peu compatible avec les hautes vitesses (problèmes d'alignement entre autres),
- choisir un diamètre plus grand est néfaste quand aux effets des contraintes induites dans la tôle par les forces centrifuges (voir modélisations ci-après, § 5.2.2.b)

La géométrie habituelle du rotor d'un MRVDS est la suivante [1] :

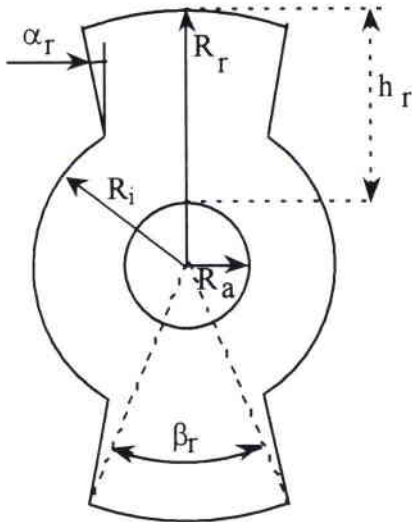


Figure 5- 3

Géométrie d'un rotor classique

Paramètres nécessaires pour dessiner le rotor :

- R_r rayon rotorique
- R_i rayon intermédiaire
- h_r hauteur d'une dent rotorique
- α_r inclinaison d'un dent rotorique
- β_r angle géométrique du rotor
- N_r nombre de dents rotoriques
- R_a rayon de l'arbre

$$R_r = 10 \text{ mm}$$

$$R_a = 3 \text{ mm}$$

Mais cette géométrie n'exploite que très peu les forces d'interaction stator-rotor. En effet, ces forces sont essentiellement radiales, et leurs composantes tangentielles sont très faibles.

D'où l'idée de modifier la géométrie, en faisant apparaître des "plans inclinés" de sorte que la composante tangentielle des forces électromagnétiques d'interaction rotor-stator soit augmentée.

Une recherche simulée avec le logiciel de modélisation par éléments finis FLUX2D, et présentée au paragraphe suivant a permis de valider cette idée et de fixer une géométrie améliorée ; les dents du rotor s'épanouissent pour faire apparaître des cornes selon la Figure 5- 4 suivante :

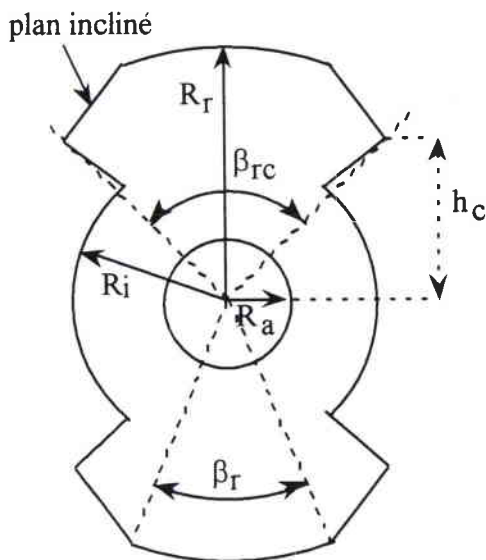


Figure 5- 4

Géométrie optimisée du rotor profilé

Paramètres nécessaires pour dessiner le rotor :

- R_r rayon du rotor
- R_a rayon de l'arbre
- R_i rayon intermédiaire
- h_c hauteur de la corne rotorique
- β_r angle géométrique du rotor dans l'entrefer
- β_{rc} angle géométrique de la corne rotorique
- N_r nombre de dents rotoriques

5.1.1.f L'entrefer

➤ Introduction

L'entrefer est l'espace compris entre le rotor et les dents du stator en position de conjonction (axe d'une dent du rotor aligné avec l'axe d'une dent du stator). C'est un des points clefs de la machine : plus l'entrefer est petit, plus la machine est performante.

D'après [1], l'épaisseur de l'entrefer influe essentiellement sur :

- la valeur moyenne du couple,
- l'ondulation du couple,
- les performances couple/pertes Joule,
- la puissance silicium installée,
- les contraintes mécaniques de fabrication et de montage.

➤ Premier choix d'un entrefer

Pour obtenir une puissance de l'ordre de 2 kW au point de fonctionnement nominal de la machine, les modélisations sous FLUX2D conduisent à un choix d'entrefer de l'ordre de 1 à 2 dixièmes de millimètre. Dans une première étape de calcul, et en tenant compte des restrictions mécaniques, nous avons adopté une épaisseur d'entrefer e :

$$e = 0,5 \text{ mm}$$

Cette valeur pourra être revue au cours de la démarche d'optimisation du moteur.

5.1.2 Optimisation magnétique de la géométrie des moteurs

5.1.2.a Objectif

L'objectif de cette optimisation est d'améliorer les paramètres suivants :

- le rendement du MRVDS, donc son couple moyen,
- le couple de démarrage,
- le taux d'ondulation du couple.

Le couple de démarrage pose un problème délicat dû à la structure du moteur adaptée à la haute vitesse de rotation. L'optimisation a pu aboutir grâce à l'utilisation des méthodes de simulation par éléments finis, avec le logiciel FLUX2D (c'était le seul disponible). S'agissant d'un petit moteur, dont le rapport (diamètre du rotor / longueur active) vaut 1,33, on peut s'attendre à ce que les résultats obtenus par calculs dans un espace à deux dimensions soient affectés dans la réalité par un effet tridimensionnel, particulièrement en position d'opposition.

5.1.2.b Paramètre Ampères-tours

Un paramètre fondamental est l'espace disponible pour une bobine de la phase. La section offerte à cette bobine est :

$$S_{\text{bob}} = 98,5 \text{ mm}^2$$

La section utile du cuivre de la bobine est de :

$$S_{\text{Cu}} = 110 \cdot 2 \cdot 0,138 = 30,4 \text{ mm}^2$$

Soit un coefficient de remplissage :

$$K_{\text{bob}} = \frac{S_{\text{Cu}}}{S_{\text{bob}}} = 0,309$$

Pour pouvoir atteindre une densité de flux suffisante malgré l'épaisseur d'entrefer relativement importante, nous avons commencé la modélisation par éléments finis avec une densité de courant élevée :

$$J = 18 \text{ A/mm}^2$$

D'où les ampères-tours résultants autour d'une dent du stator :

$$nI = J \cdot S_{\text{Cu}} = 547 \text{ At}$$

La valeur de 540 At est adoptée pour les modélisations sous FLUX2D. Elle correspond à l'intensité dans une phase :

$$I = 4,91 \text{ A,}$$

si la bobine comporte 110 spires.

La modélisation par éléments finis sera menée avec les hypothèses suivantes :

- les bobines des phases sont alimentées de façon séquentielle par une source de tension,
- les bobines des phases sont alimentées pendant un intervalle angulaire de 0° à 60° pour chaque phase, où 0° représente la position alignée,
- les pertes fer ne sont pas prises en compte.

5.1.2.c Première géométrie

La première géométrie envisagée est la géométrie "classique", définie à la Figure 5- 2 pour le stator, et Figure 5- 3 pour le rotor. Les paramètres géométriques préliminaires utilisés pour la modélisation sont les suivants (Tableau 5- 1) :

R_{exts} (mm)	R_r (mm)	R_a (mm)	e (mm)	h_s (mm)	h_r (mm)	l (mm)	e_{culs} (mm)	e_{culr} (mm)	β_s (degrés)	β_r (degrés)
22,5	10	3	0,5	9	4	15	3	3	25	32

Tableau 5- 1
Paramètres géométriques du MRVDS

avec : e_{culs} = épaisseur de la culasse du stator = $R_{\text{exts}} - R_c$

e_{culr} = épaisseur de la culasse du rotor = $R_i - R_a$

l = longueur active axialement

5.1.2.d Performances du premier modèle

➤ Caractéristique « couple/angle »

Le résultat du calcul de FLUX2D est donné à la Figure 5- 5 :

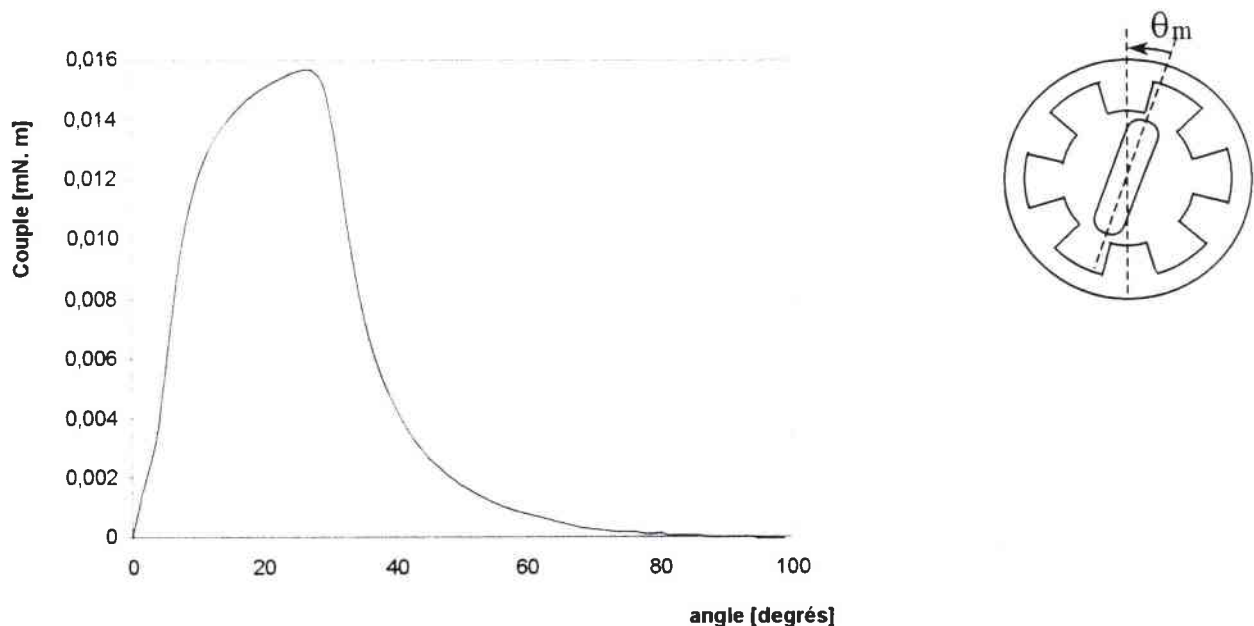


Figure 5- 5
Caractéristique couple-angle du MRVDS ($e = 0.5 \text{ mm}$; $NI = 540 \text{ A}$)

On en déduit le couple moyen C par la relation :

$$C = \frac{1}{60} \int_0^{60} C(\theta_m) \cdot d\theta_m \quad (5-2)$$

où θ_m est l'angle mécanique du rotor.

Le calcul donne :

$$C = 7,88 \text{ N.mm}$$

Cette valeur est basse en comparaison des couples des autres types de moteurs de dimensions similaires ; la raison de ce résultat est la valeur élevée de l'épaisseur de l'entrefer, et la faible densité de flux qui en résulte.

➤ Caractéristique « flux/angle »

La caractéristique "flux/angle" calculée avec FLUX2D est donnée ci-après :

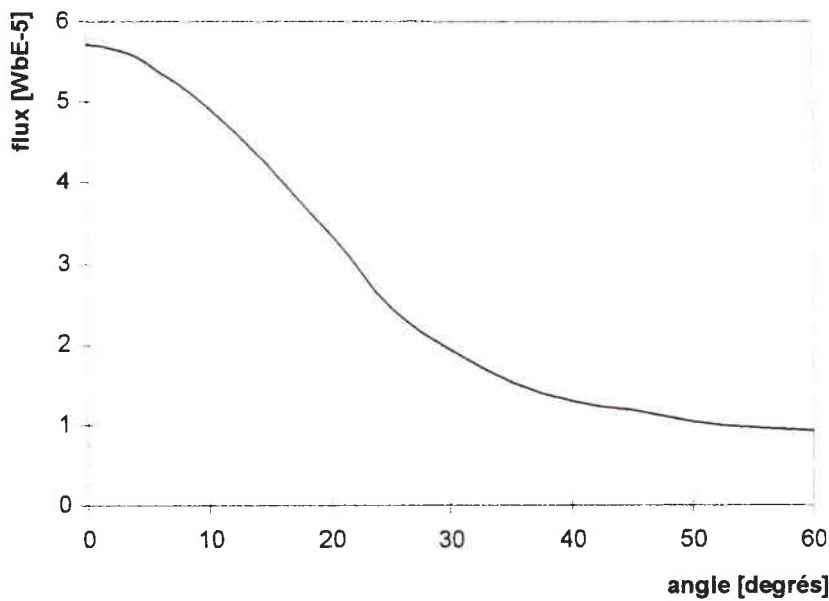


Figure 5- 6
Caractéristique "flux-angle" du MRVDS ($e = 0.5 \text{ mm}$; $NI = 540 \text{ A}$)

En position alignée, la densité de flux moyenne dans l'entrefer, B , peut être calculée par la relation :

$$B = \frac{\varphi_{\text{conj}}}{S} = \frac{180 \cdot \varphi_{\text{conj}}}{\pi \cdot l \cdot (R_r + e) \cdot \beta_s} \quad (5-3)$$

avec :

Φ_{conj}	flux dans l'entrefer en position alignée,
S	surface de la dent stator dans l'entrefer,
R_r	rayon du rotor,
e	épaisseur de l'entrefer,
l	longueur active de la machine,
β_s	angle des dents statoriques en degrés.

En position alignée (conjonction), le flux magnétique dans l'entrefer est :

$$\Phi_{\text{conj}} = 5,72 \cdot 10^{-5} \text{ Wb}$$

Ce qui donne :

$$B = 0,83 \text{ T}$$

5.1.2.e Optimisation de l'angle des dents rotoriques de la première géométrie

Pour optimiser la géométrie des dents du rotor, les calculs ont été repris avec différents angles des dents :

$$\beta_r = 45^\circ \quad \text{et} \quad \beta_r = 52^\circ$$

Les résultats des calculs sont donnés Figure 5- 7 :

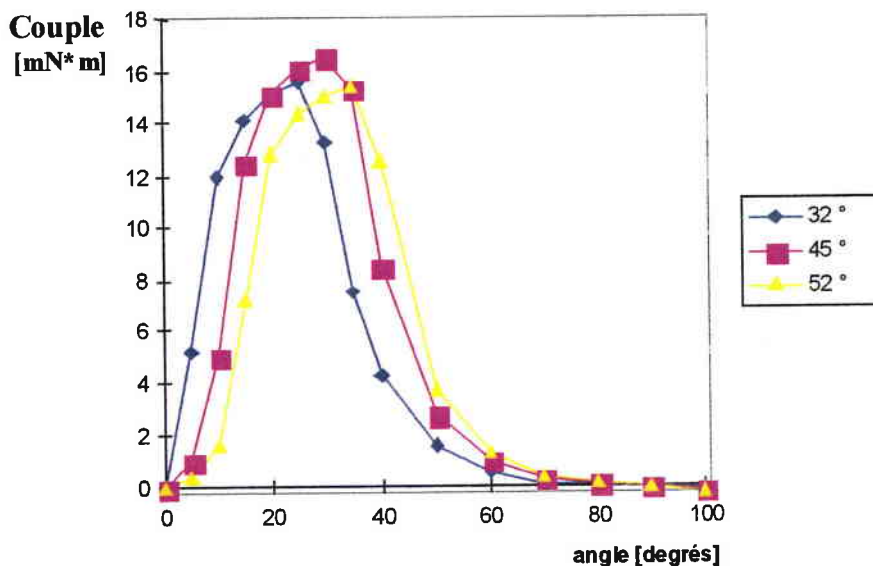


Figure 5- 7
Influence de l'angle des dents rotoriques
sur la caractéristique statique "couple/angle" du MRVDS
(e = 0,5 mm ; NI = 540 A)

La comparaison des résultats avec les trois angles du rotor permet de formuler les observations suivantes :

- l'augmentation de l'angle des dents rotoriques produit une augmentation de l'angle pour lequel on obtient le couple maximum,
- l'augmentation de l'angle des dents rotoriques provoque une diminution du couple aux environs de la position alignée (par exemple, le couple C_{10} correspondant à un désalignement de 10° diminue rapidement quand β_r augmente, Figure 5- 7), alors que le couple en position désalignée augmente (par exemple, C_{60} correspondant à une position désalignée de 60° , Figure 5- 7),
- le couple maximum est obtenu pour une valeur approximative de : $\beta_r = 45^\circ$.

En résumé :

angle dents rotor β_r degrés	angle donnant le couple max θ_{Cmax}	C_{10} (N.mm)	C_{60} (N.mm)	Couple moyen C (N.mm)
32	25	12,06	0,58	7,88
45	30	5,07	1,03	8,42
52	35	1,64	1,36	7,91

Tableau 5- 2

Valeurs du couple obtenues pour différents angles

Nous avons exprimé plus haut que l'optimisation de la géométrie du MRVDS consiste à améliorer les critères suivants :

- couple de démarrage dans la position la plus défavorable,
- couple moyen,
- ondulation minimum du couple.

Le MRVDS se caractérise par un grand taux d'ondulation de couple, particulièrement quand le nombre de dents au rotor est réduit. Cet inconvénient peut paraître moindre à haute vitesse, cependant il peut être important lors du démarrage du moteur.

Le taux d'ondulation se définit par la relation entre les valeurs extrêmes du couple par rapport au couple moyen :

$$t_{ond} = \frac{C_{max} - C_{min}}{C} \quad (5-4)$$

Pour les trois calculs effectués précédemment, on obtient les taux d'ondulation suivants :

β_r	t_{ond}
32°	2,015
45°	1,963
52°	1,956

Tableau 5- 3
Taux d'ondulation

Ces valeurs du taux d'ondulation sont très voisines.

La position de démarrage la plus défavorable du moteur est la position alignée, puisqu'alors la phase suivante est désalignée de 60°. Le couple dans cette position C_{60} doit être plus grand que le couple résistant total. De ce point de vue, la variante $\beta_r = 52^\circ$ est la meilleure. Mais en considérant aussi C_{10} (Tableau 5- 2), et le couple moyen, nous considérerons que la variante optimale est obtenue pour la valeur classique :

$$\beta_r = 45^\circ$$

5.1.2.f Nouvelle géométrie des dents rotoriques

En comparant les résultats obtenus pour les trois variantes dimensionnelles présentées, nous pouvons proposer une nouvelle géométrie des dents du rotor, selon la forme suivante Figure 5- 8, différente des formes usuelles :

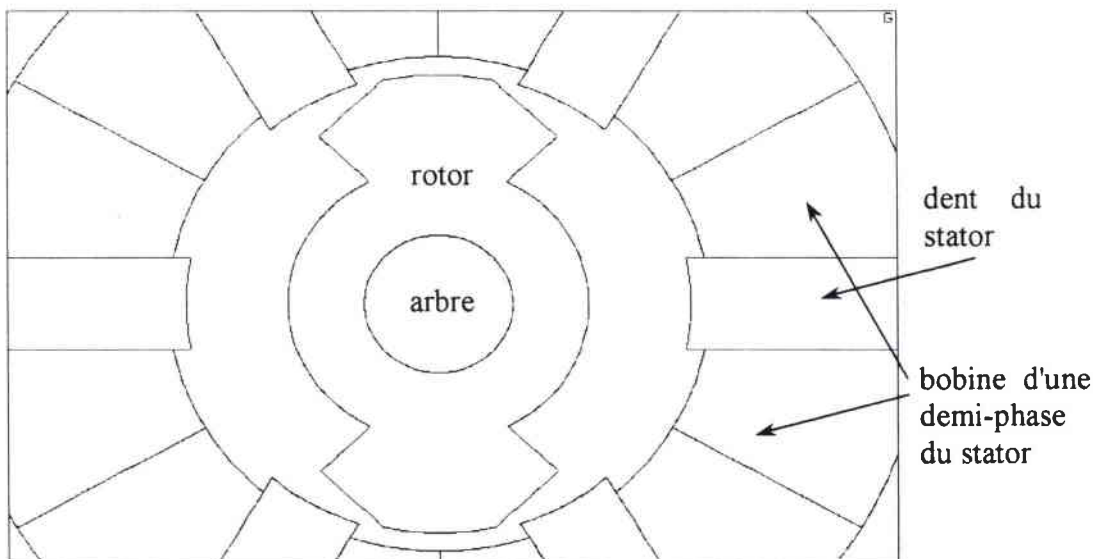


Figure 5- 8
Nouvelle géométrie du rotor

Nous allons montrer que cette géométrie particulière pour les dents du rotor fournit de meilleures conditions de démarrage du MRVDS, avec un couple moyen supérieur.

Pour pouvoir faire une comparaison des performances données par cette solution à "dents profilées" par rapport aux formes classiques, nous avons calculé les caractéristiques statiques couple-angle pour deux valeurs de l'angle qui déterminent la forme des dents du rotor :

$$\beta_{rc} = 72^\circ \quad \text{et} \quad \beta_{rc} = 92^\circ$$

La caractéristique couple/angle a été déterminée en utilisant l'option "couple magnétique" de FLUX2D. On obtient des résultats voisins de ceux de la structure géométrique classique. Les résultats obtenus sont donnés Figure 5- 9 :

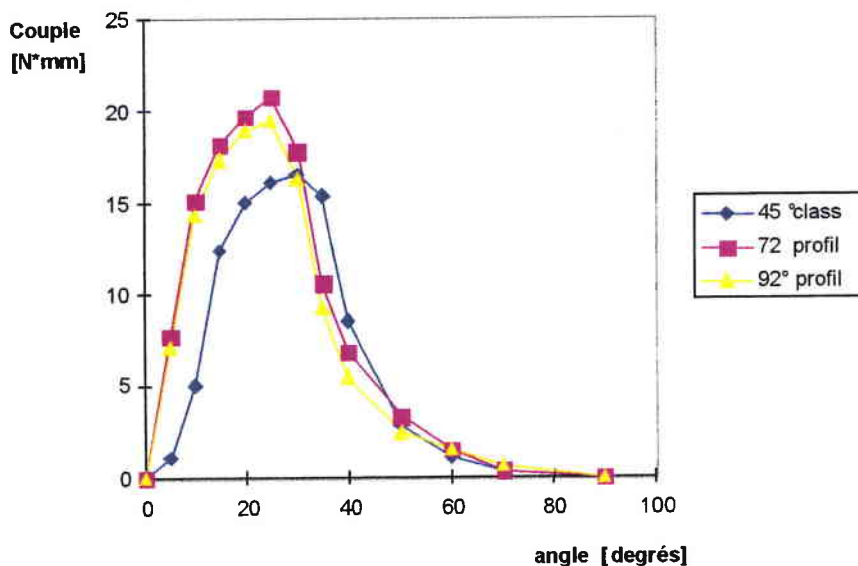


Figure 5- 9

Couples magnétiques du MRVDS obtenus avec les géométries des dents du rotor classique et profilée ($e = 0,5 \text{ mm}$; $NI = 540 \text{ A}$)

Légende : class = géométrie classique ; profil = géométrie profilée

Les valeurs du couple pour les angles de 10° et 60° , ainsi que la valeur moyenne du couple en fonction de la forme et de l'angle des dents du rotor sont résumées dans le Tableau 5- 4 :

angle dents rotor β_{rc} (degrés)	C ₁₀ (N.mm)	C ₆₀ (N.mm)	Couple moyen C (N.mm)
45 class	5,07	1,03	8,42
72 profil	15,13	1,48	10,68
92 profil	14,36	1,47	9,77

Tableau 5- 4
Valeurs du couple obtenues pour différents angles

On voit que la forme optimale des dents du rotor est la forme "dents profilées" avec un angle total β_{rc} de 72°.

La prédiction correcte du couple du MRVDS est très importante pour optimiser la géométrie de la machine. Pour vérifier les conclusions précédentes, nous avons repris le calcul en utilisant l'option "couple" disponible dans FLUX2D.

Les résultats numériques qui en sont extraits sont données Figure 5- 10 et Tableau 5- 5 respectivement :

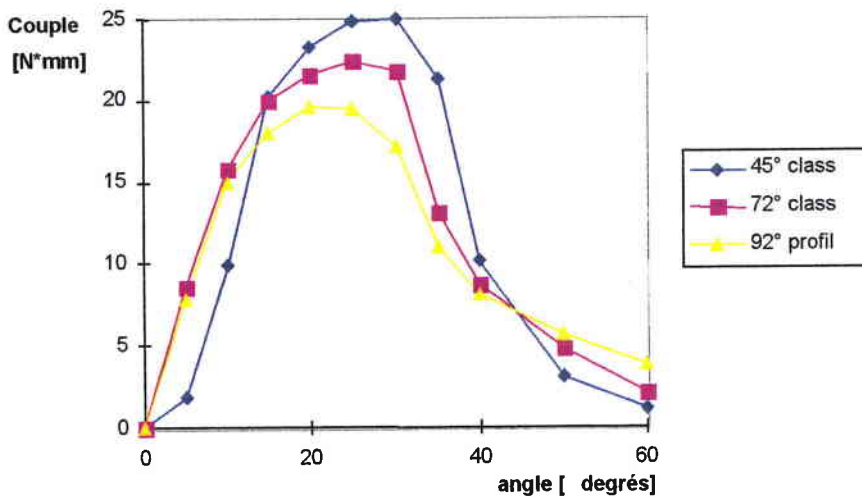


Figure 5- 10

Couples du MRVDS obtenus avec les géométries des dents du rotor classique et profilée (e = 0,5 mm ; NI = 540 A)

Légende : class = géométrie classique ; profil = géométrie profilée

angle dents rotor β_{rc} (degrés)	C_{10} (N.mm)	C_{60} (N.mm)	Couple moyen C (N.mm)
45 class	9,89	1,11	12,4
72 profil	15,9	2,12	12,1
92 profil	15,06	3,79	11,28

Tableau 5- 5
Valeurs du couple obtenues pour différents angles

Sur ces résultats nous constatons que :

- Pour le couple moyen, les variantes classique 45° et profilées 72° sont sensiblement identiques,
- Pour les valeurs de C_{10} et C_{60} avec leur influence sur les conditions de démarrage, les variantes profilées sont définitivement supérieures.

Un calcul supplémentaire du couple moyen peut être effectué en considérant un cycle énergétique entre les positions alignée et désalignée de 60°. Les caractéristiques statiques flux/courant sont données Figure 5- 11 :

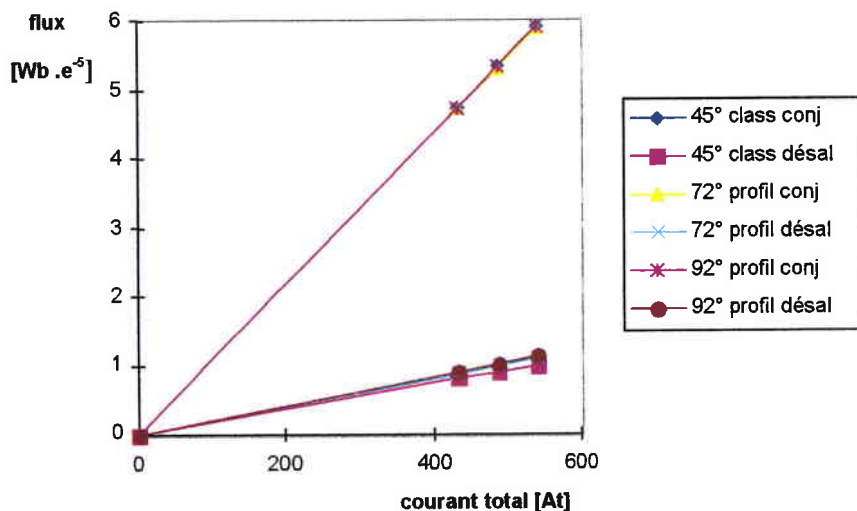


Figure 5- 11

Caractéristiques statiques flux-courant total pour les géométries classiques et profilées des dents du rotor du MRVDS ($e = 0.5$ mm)
Conj = position alignée – désal = position désalignée à 60°

A cause du grand entrefer, ces caractéristiques sont linéaires. Le couple moyen peut être calculé avec la relation suivante, donnée par [29], où l'angle est exprimé en radians :

$$C = \frac{\Delta W'_m}{\Delta \theta} = 3 \cdot \frac{W'_{mconj} - W'_{mdesal60}}{\pi} \quad (5-5)$$

$$C = 3 \cdot n \cdot I_m \cdot \frac{\Phi_{conjM} - \Phi_{desal60M}}{2\pi} \quad (5-6)$$

où :

W'_{mconj} = coénergie magnétique en position alignée,
 $W'_{mdesal60}$ = coénergie magnétique en position désalignée de 60°,
 Φ_{conjM} = flux maximum en position alignée,
 $\Phi_{desal60M}$ = flux maximum en position désalignée de 60°.

A partir des données extraites des caractéristiques flux/courant précédentes, on obtient le tableau suivant :

	nI_M (A.tr)	Φ_{conjM} (Wb)	$\Phi_{desal60M}$ (Wb)	C (N.mm)
45° class	540	5,92.10 ⁻⁵	0,99.10 ⁻⁵	12,96
72° profil	540	5,89.10 ⁻⁵	1,04.10 ⁻⁵	12,38
92° profil	540	5,9.10 ⁻⁵	1,12.10 ⁻⁵	12,35

Tableau 5- 6

5.1.2.g Conclusion

- En utilisant l'option "couple magnétique" de FLUX2D, la variante optimale quant au couple moyen est donnée par des dents rotoriques profilées, avec un angle de :

$$\beta_{rc} = 72^\circ$$

La géométrie classique des dents rotoriques avec un angle de 45° donne un couple moyen qui représente 78,8% de la variante précédente.

- En utilisant l'option "couple" de FLUX2D, les résultats du calcul donnent un petit avantage pour la géométrie classique des dents rotoriques avec un angle $\beta_r = 45^\circ$, le couple moyen étant 102,5% de celui donné par la géométrie profilée des dents rotoriques avec un angle $\beta_{rc} = 72^\circ$.

Le calcul du couple moyen sur la base des caractéristiques flux/courant donne un résultat pratiquement similaire. On pouvait s'attendre à une telle similitude, parce que l'option "couple" et les méthodes des cycles énergétiques permettent de calculer le couple moyen par des méthodes similaires.

- En ce qui concerne les conditions de démarrage, le modèle des dents rotoriques profilées avec un angle $\beta_{rc} = 72^\circ$ est définitivement supérieur à la variante classique. Les tableaux précédents donnent :

$$\frac{C_{10}^{72}}{C_{10}^{45}} = 33,5 \% \text{ ou } 62,2 \% \text{ selon la méthode de calcul}$$

$$\frac{C_{60}^{72}}{C_{60}^{45}} = 69,6 \% \text{ ou } 52,3 \% \text{ selon la méthode de calcul}$$

avec C_θ^α : couple pour un angle α des dents du rotor et une position θ du rotor

La comparaison globale entre les paramètres calculés en valeurs relatives par rapport à la solution dents profilées $\beta_{rc} = 72^\circ$ est donnée Figure 5- 12.

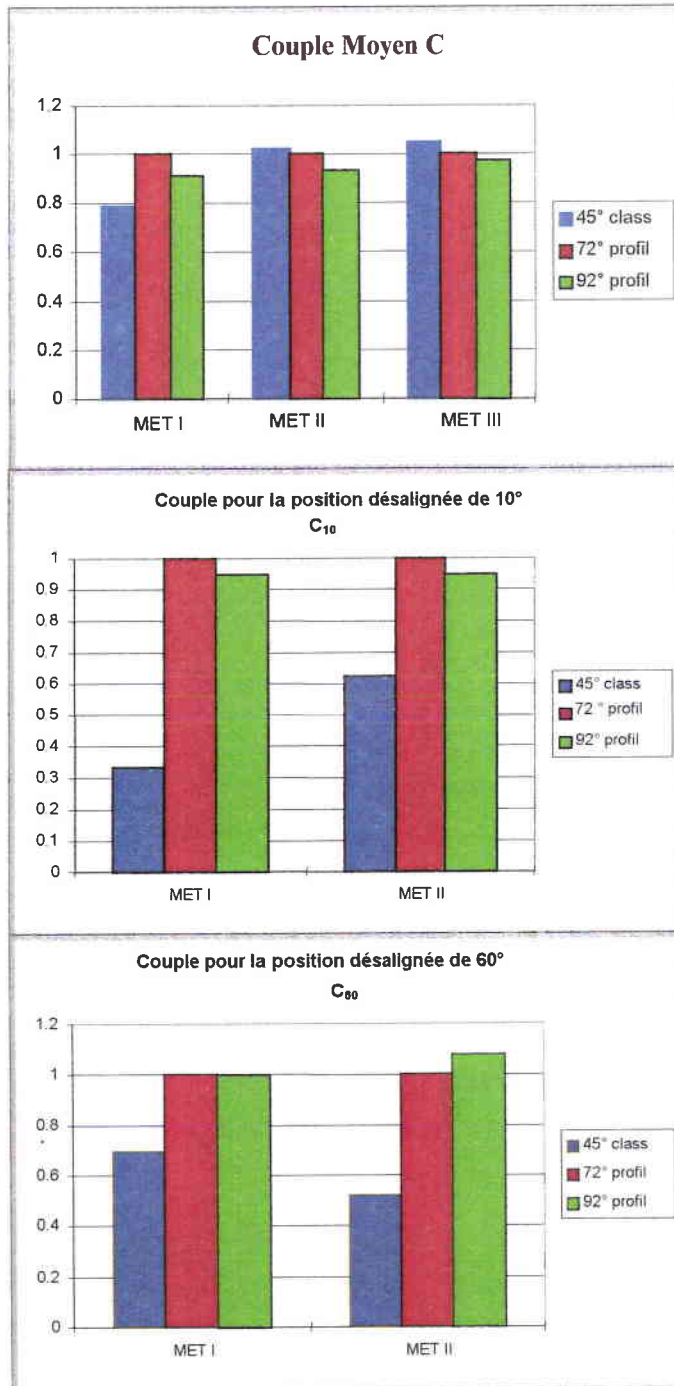


Figure 5- 12

Comparaison entre les différentes méthodes de construction calculées

Légende : "MET I" - couple magnétique

"MET II" - couple

"MET III" - couple moyen (méthode de la caractéristique statique flux-courant total)

5.1.2.h Données finales de la géométrie des prototypes

Le Tableau 5- 7 explicite l'ensemble des données géométriques déduites des considérations précédentes, et valables pour les deux prototypes. selon les définitions de la Figure 5- 2 et de la Figure 5- 4, qui ont été retenues pour le dimensionnement des deux prototypes :

N_{ph} (phases)	N_s	N_r	R_{exts} (mm)	R_r (mm)	R_a (mm)
3	6	2	22,5	10	3
h_c (mm)	l (mm)	e_{culs} (mm)	e_{culr} (mm)	β_s (degrés)	β_{rc} (degrés)
7,27	15	3	3	25	72

Tableau 5- 7
Données géométriques des prototypes

Les grandeurs qui changent en fonction de l'entrefer sont résumées dans le tableau suivant :

	Prototype 0,3 mm	Prototype 0,4 mm
hauteur des dents du stator h _s	9,2 mm	9,1 mm
épaisseur de l'entrefer	0,3 mm	0,4 mm

5.2 Conception et Modélisation Mécanique

5.2.1 Introduction

Il nous est apparu nécessaire de simuler par éléments finis les phénomènes mécaniques, thermiques et vibratoires appliqués aux principales pièces entrant dans la composition du moteur. Le résultat de cette étude permettra de définir un entrefer optimal.

Nous allons ainsi estimer les dilatations thermiques, les distributions de contraintes et les déplacements, les fréquences de résonance et leur déformée associée. Les phénomènes de couplage magnéto-élastique n'ont pas été pris en compte.

Les simulations ont été menées sous COSMOS/M, logiciel de Structural Research & Analysis Corporation, Los Angeles, U.S.A.

Ces modélisations ont permis d'améliorer la conception initiale du moteur à partir des études suivantes :

- distribution des contraintes dans le rotor :
 - choix de la liaison Rotor/Arbre,
 - optimisation mécanique de la géométrie du rotor,
 - solution retenue,
- dilatation thermo-mécanique du rotor et de son enrobage,
- dilatation thermique du carter et du stator,
- résumé de la méthodologie suivie,
- fréquences propres et déformées du stator,
- fréquences propres de l'ensemble tournant.

5.2.2 Paramètres mécaniques influant sur le choix de l'entrefer

L'épaisseur de l'entrefer est déterminée mécaniquement par un nombre important de paramètres. Nous allons les énoncer en les classant selon leur origine.

5.2.2.a Déformation des différents composants

Les paramètres qui influent sur l'épaisseur de l'entrefer en fonction de déformations dues au fonctionnement même du prototype sont :

- la dilatation du rotor induite par force centrifuge ⁽¹⁾⁽²⁾,
- la dilatation thermique du rotor ⁽¹⁾,
- la dilatation thermique du stator ⁽¹⁾.

5.2.2.b Défauts d'usinage

Les paramètres qui influent sur l'épaisseur de l'entrefer dus aux imprécisions lors de la fabrication des pièces du prototype par usinage sont :

- la coaxialité des portées de roulement du carter,
- la coaxialité de la portée du carter et des portée de roulement du carter ⁽¹⁾,
- la cylindricité de la portée du stator ⁽¹⁾,
- la coaxialité des portées de roulement de l'arbre,
- la coaxialité de la portée du rotor et des portées de roulement de l'arbre ⁽¹⁾,
- la cylindricité de la zone d'assemblage des tôles sur l'arbre ⁽¹⁾,
- la cylindricité du stator (diamètre intérieur et extérieur),
- la cylindricité du rotor (diamètre intérieur et extérieur).

¹ dû au type d'assemblage : collé, ou fretté, ou collé/fretté

² dû au balourd

5.2.2.c Défauts d'assemblage

Les paramètres qui influent sur l'épaisseur de l'entrefer dus aux imprécisions lors du montage des pièces du prototype sont :

- la coaxialité du rotor ⁽¹⁾,
- la coaxialité du stator et du carter ⁽¹⁾.

5.2.2.d Défauts d'équilibrage

Le paramètre qui influe sur l'épaisseur de l'entrefer qui est lié à la précision de l'équilibrage du rotor est :

- l'amplitude des vibrations induites par les balourds.

5.2.3 Grandeurs liées au choix de l'entrefer

D'après [3], le choix de l'épaisseur d'entrefer influe essentiellement sur :

- la valeur moyenne du couple,
- l'ondulation du couple,
- les performances couple/pertes Joule,
- la puissance silicium installée,
- les contraintes mécaniques de fabrication et de montage.

5.2.4 Détermination de l'entrefer

Dans tous les paramètres énoncés, on distingue deux grands types :

- les paramètres statiques,
- les paramètres dynamiques.

Les paramètres statiques sont essentiellement liés à la précision des usinages ; on ne connaît que des intervalles de tolérances, et il est très difficile d'en dégager un entrefer statique précis.

Les paramètres dynamiques sont ceux qui dépendent de l'action de la vitesse ou de la température. Ils sont plus prévisibles, et les modélisations exposées plus loin dans cette section donnent une déformation de l'ordre du 1/10 mm à 150°C et 200.000 tr/min.

Cette étude nous a conduit à la décision suivante : la faible augmentation du coût de fabrication quand on passe de un à deux prototypes (25% supplémentaire) permet de lancer la fabrication de deux prototypes identiques, sauf en ce qui concerne les épaisseurs d'entrefer qui sont de 0,3 et 0,4 mm ; le deuxième prototype offre une marge de sécurité plus grande.

5.2.5 Distribution des contraintes dans les rotors

Il s'agit d'étudier la répartition des contraintes induites dans les tôles par la grande vitesse de rotation du rotor. La modélisation est faite à 200 000 tr/min qui correspond à la vitesse maximale du moteur.

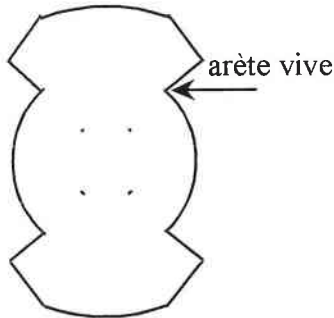


Figure 5- 13
zone de concentration des
contraintes

Dès cette étape, il a fallu retoucher la géométrie du rotor : en effet, cette géométrie, initialement conçue sous FLUX2D ne prenait en compte que les considérations magnétiques, mais elle ignorait les impératifs mécaniques. En particulier, les arêtes vives à la base des cornes du rotor qui sont le lieu de concentration de contraintes ont dû être immédiatement retouchées, et remplacées par des arcs de cercles. Cette nouvelle géométrie est ensuite validée sous FLUX2D.

La première modélisation ne tient pas compte de la liaison Rotor/Arbre. Le résultat montré Figure 5- 14 indique qu'à 200 000 tr/min les caractéristiques limites des tôles sont dépassées :

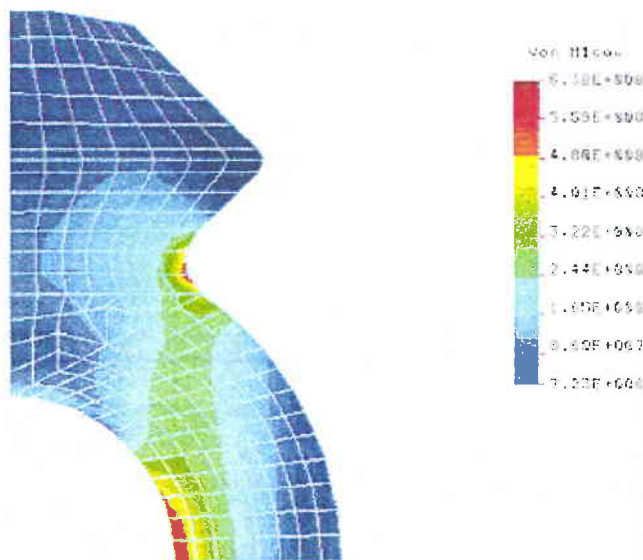


Figure 5- 14
Contraintes dans le rotor libre à 200.000 tr/min

A ce stade de l'étude, il faut donc :

- transmettre une partie des contraintes à l'arbre afin de ne pas dépasser la contrainte limite admissible dans la tôle,
- et/ou optimiser la forme du rotor.

5.2.5.a Choix de la liaison rotor/arbre

La modélisation précédente ayant montré qu'on ne peut laisser un jeu "libre" entre l'arbre et le rotor, quatre solutions ont été envisagées :

- liaison par collage,
- liaison par frettage,
- liaison par collage et frettage,
- ajustement libre, sans jeu, avec serrage des tôles par deux flasques.

➤ Liaison par collage

Différentes simulations ont été effectuées, en faisant varier les paramètres :

- type de la colle, donc propriétés mécaniques différentes,
- épaisseur de la colle.

La Figure 5- 15 montre le meilleur des cas : la contrainte maximum obtenue pour la colle est de 50 MPa, alors que celle-ci ne supporte que 30 MPa. Après recherche chez les fabricants de colle, il a été impossible de trouver une colle supportant la contrainte de 50 Mpa.

Cette voie a donc été abandonnée.

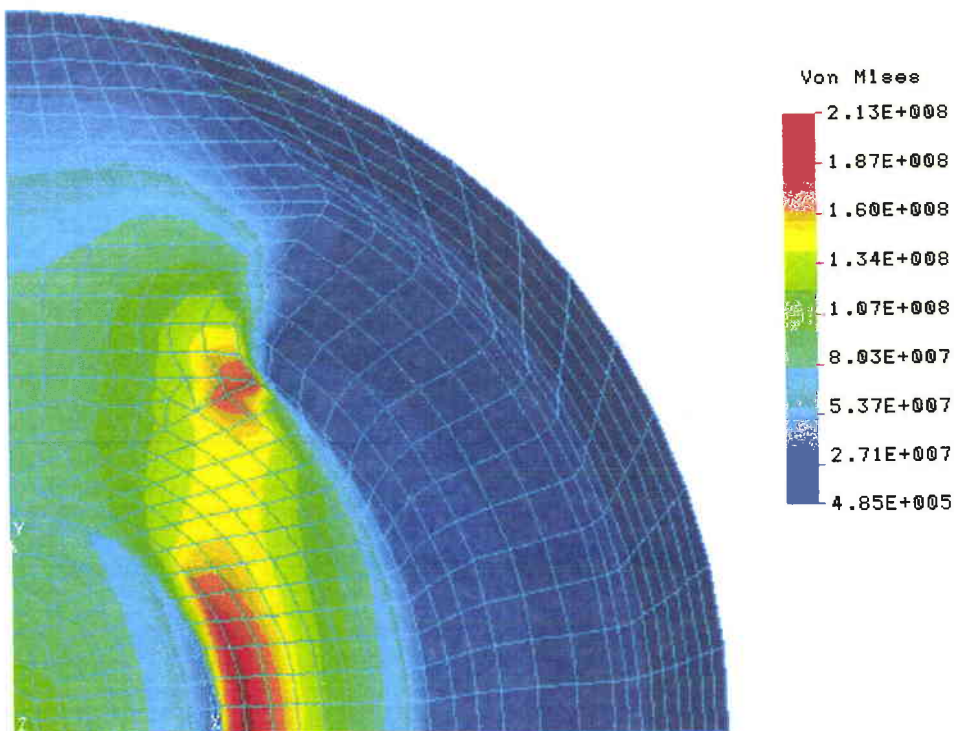


Figure 5- 15
Contraintes dans le rotor enrobé époxy
pour un collage sur l'arbre à 200 000 tr/min

➤ Liaison par frettage

Différentes simulations ont été réalisées, selon le frettage ; les figures suivantes montrent les résultats :

Figure 5- 16 : Liaison par frettage sur l'arbre de 10 μm . Les tôles se déchirent.

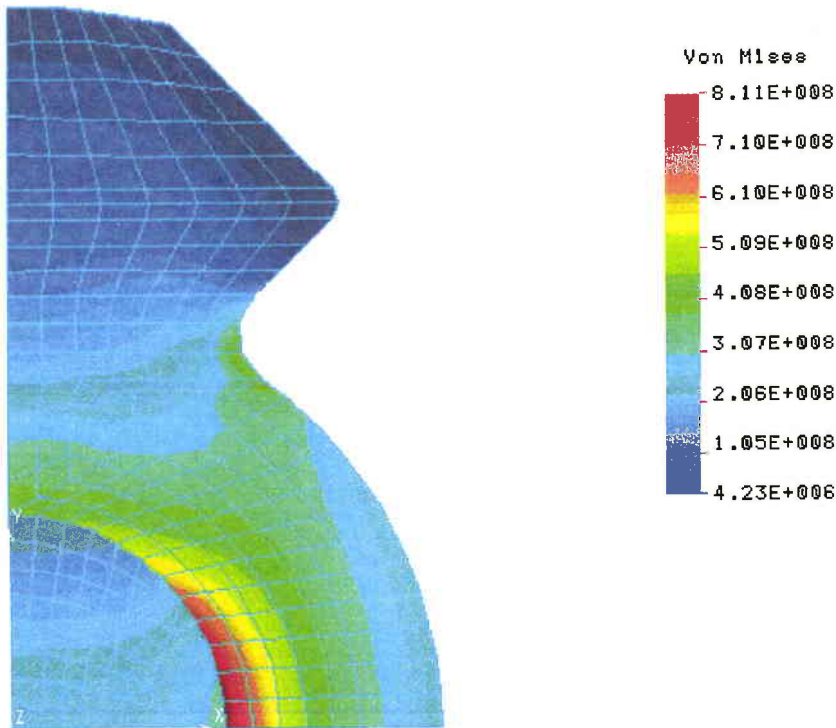


Figure 5- 16
Contraintes dans le rotor dans le cas d'un frettage de 10 μm
à 200 000 tr/min

Figure 5- 17 : dans le cas d'un frettage de 1 μm sur l'arbre (montage juste serré), la limite des contraintes dans la tôle est dépassée, mais de peu.

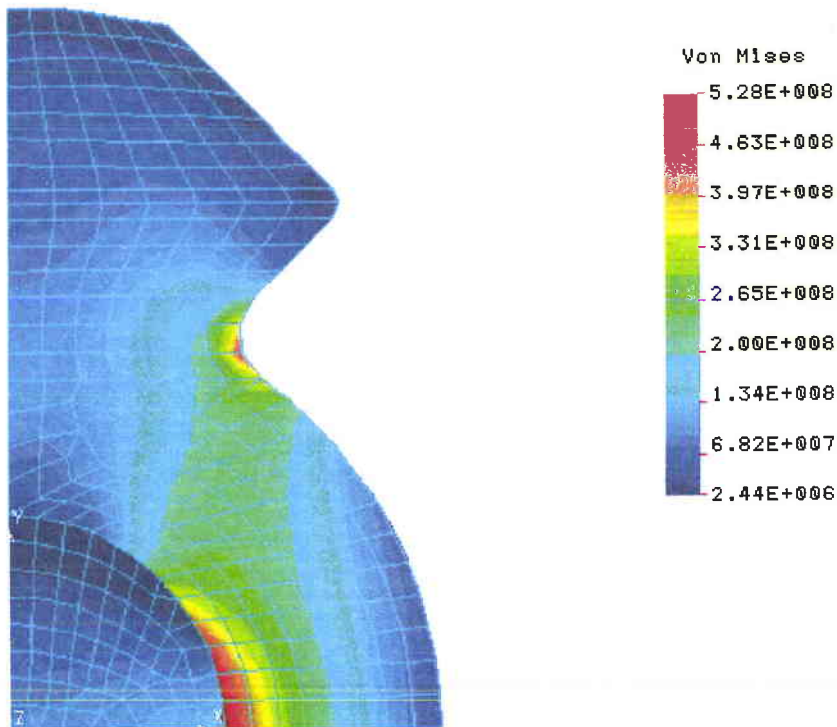


Figure 5- 17

Contraintes dans le rotor dans cas d'un frettage de 1 μm à 200 000 tr/min

➤ Liaison par collage et frettage

L'intérêt de cette solution est de diminuer la contrainte maximum nécessaire à la colle en transmettant une partie des efforts à l'arbre par le biais d'un frettage sur la partie la moins sensible du rotor.

Malheureusement, le fait de réaliser des encoches dans les tôles pour le collage des tôles sur l'arbre induit une nouvelle concentration de contraintes qui entraîne le déchirement des tôles.

➤ Ajustement libre avec serrage des tôles par deux flasques.

Le couple est produit au niveau des tôles. La transmission du couple à l'arbre s'effectue par deux flasques qui sont frettés sur l'arbre, et en partie par l'enrobage qui adhère aux flasques.

Dans ce cas, les contraintes atteintes sont admissibles.

Les résultats de la modélisation sont donnés au paragraphe 5.2.5.c.

5.2.5.b Optimisation mécanique de la géométrie des rotors

Afin d'optimiser mécaniquement la forme du rotor, les trois solutions suivantes ont été successivement envisagées :

➤ Augmentation du diamètre intermédiaire du rotor

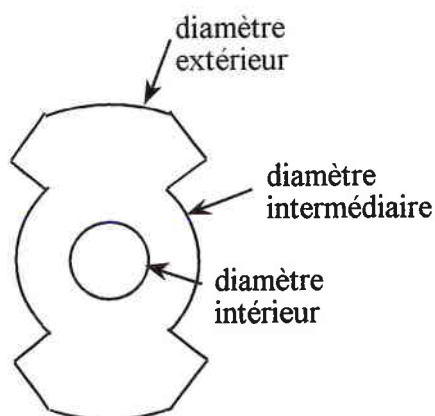


Figure 5- 18
Les trois diamètres du rotor

La Figure 5- 18 ci-contre donne la définition des différents diamètres du rotor.

L'augmentation de 1 mm du diamètre intermédiaire du rotor (qui passe alors à 13mm) donne des résultats très satisfaisants sur les contraintes appliquées au matériau, comme le montre la Figure 5- 19. Mais cette solution n'a pas pu être retenue, car elle affecte trop les caractéristiques magnétiques de la machine (en particulier le rapport L_d/L_q).

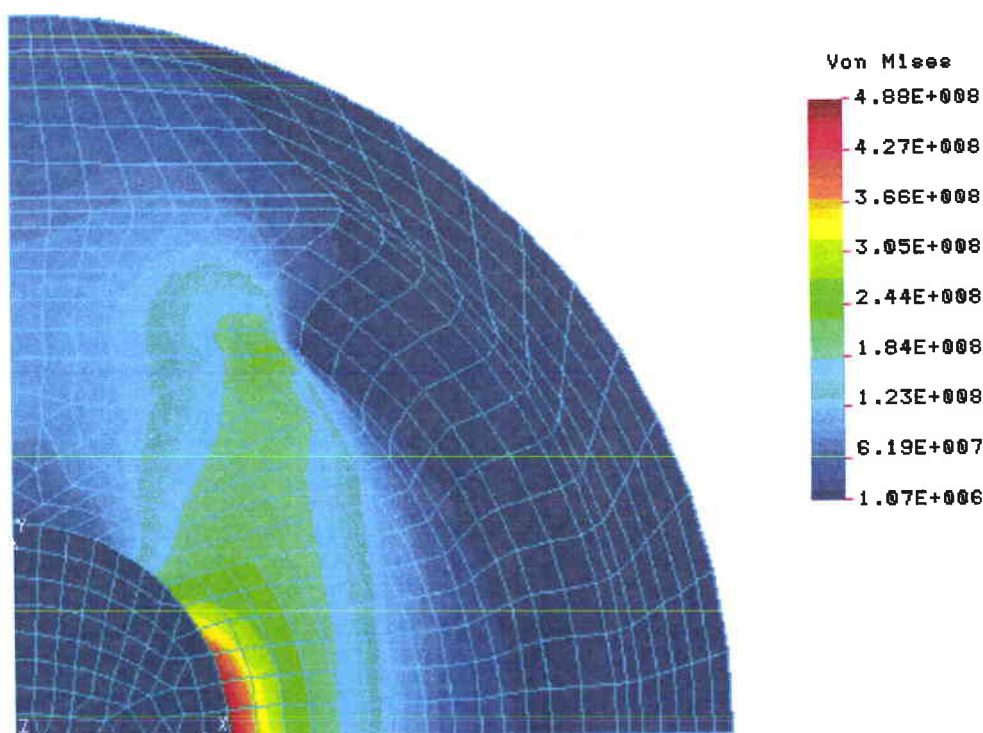


Figure 5- 19
Contraintes dans le rotor enrobé dans cas d'un frettage de 1 μm à 200 000 tr/min
et avec un diamètre intermédiaire de 13 mm

➤ Diminution du diamètre intérieur du rotor

Cette solution correspond en fait à une diminution du diamètre de l'arbre.

Les simulations donnent de bons résultats (Figure 5- 20).

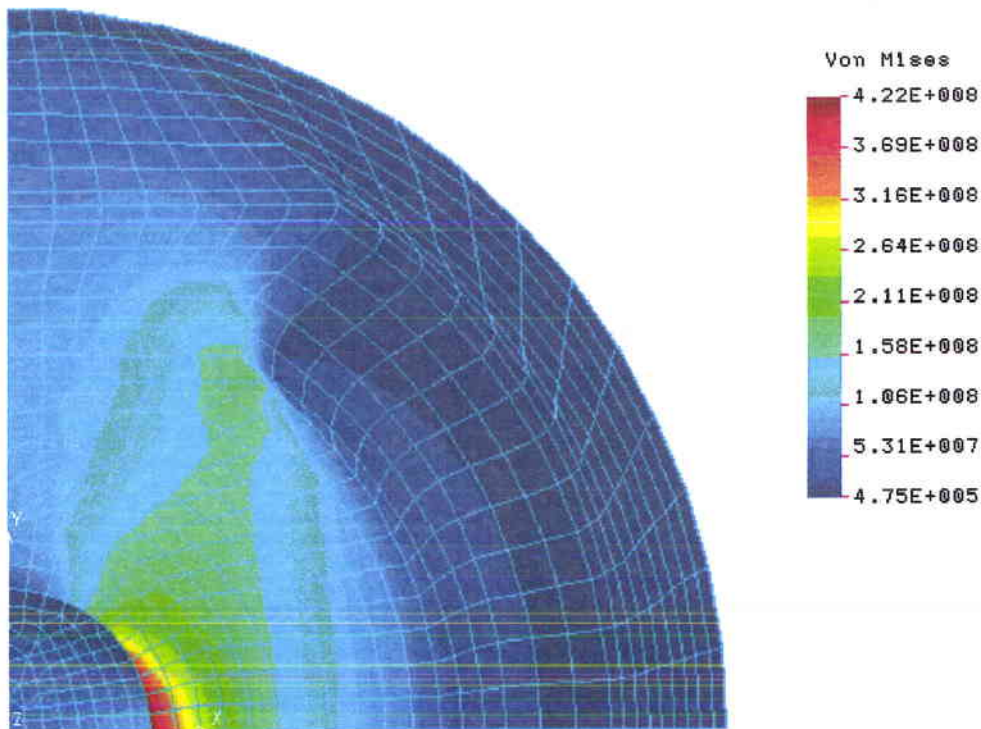


Figure 5- 20
Contraintes dans le rotor enrobé
dans cas d'un frettage de 1 μm à 200 000 tr/min
et avec un diamètre intérieur de 4 mm

Malheureusement, le diamètre de l'arbre est imposé à 6 mm par les roulements choisis ; cette solution demande soit une conception de l'arbre en deux parties, soit le frettage d'une bague supplémentaire pour le montage des roulements. Dans ces deux cas, il aurait été impossible de tenir la tolérance de coaxialité des roulements imposée par le constructeur.

➤ Diminution de la masse du rotor

La diminution de la masse du rotor est envisageable par le percement de deux trous symétriques dans le grand axe du rotor.

Plusieurs cas ont été simulés, en faisant varier les paramètres suivants :

- diamètre du trou,
- position du trou.

Les simulations réalisées ont montré que selon le diamètre et la position du trou, les résultats varient sensiblement, et parfois la contrainte maximum augmente.

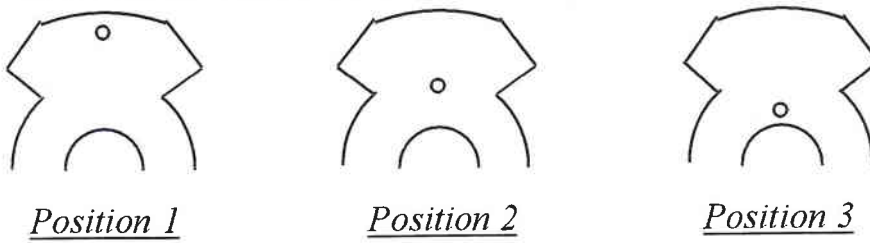


Figure 5- 21

La meilleure combinaison des deux paramètres a été obtenue pour un trou de diamètre 1 mm placé à la base de la dent du rotor comme représenté sur la Figure 5- 21 ci-dessus, en position 2. Les résultats du calcul sont donnés à la Figure 5- 22. Cette solution affecte peu le passage du flux, mais elle ne permet qu'un gain faible de 20 MPa sur la contrainte maximum. Toutefois, la complexité ajoutée par la précision demandée pour la réalisation de ce trou nous a conduits à laisser cette solution de côté, pour garder la structure la plus simple possible.

Au contraire, les positions 1 et 3 Figure 5- 21 augmentent la contrainte maximum.

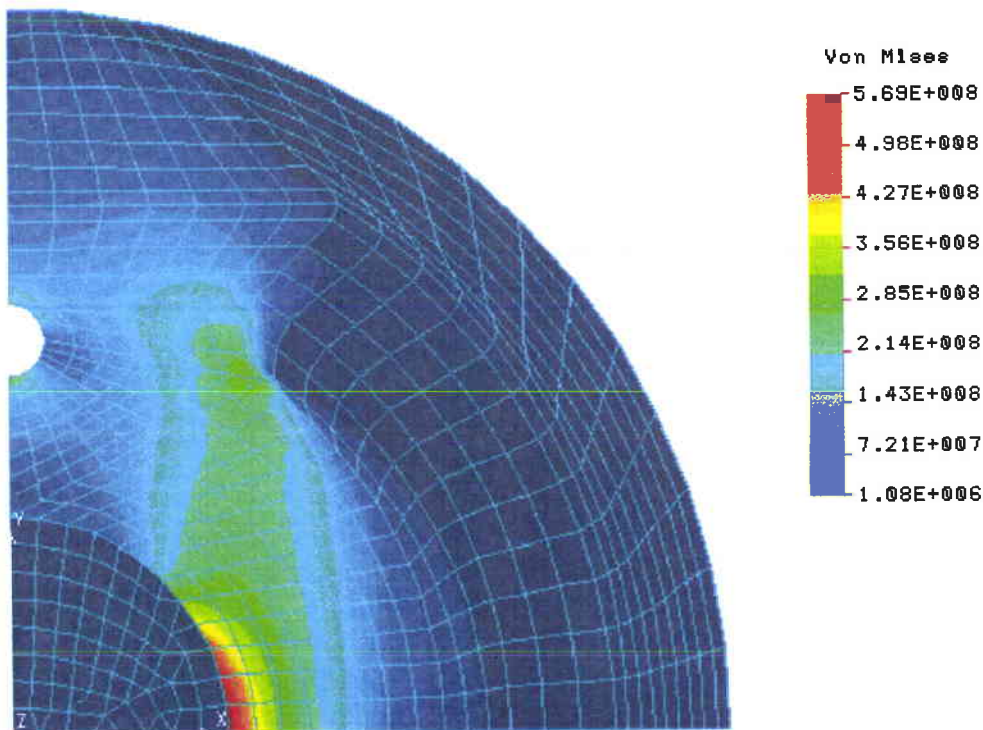


Figure 5- 22
Contraintes dans le rotor enrobé
dans cas d'un frettage de 1 μm à 200 000 tr/min
avec un trou de diamètre 1 mm

5.2.5.c Solution retenue

Finalelement la solution retenue est la suivante :

- liaison arbre/rotor juste serrée,
- pas de trou d'optimisation des contraintes,
- enrobage de résine, maintenu par un fil de kevlar,
- diamètre intérieur : 6 mm,
- diamètre intermédiaire : 12 mm,
- diamètre extérieur : 20 mm.

La Figure 5- 23 montre l'état de contrainte d'un huitième de la pièce tournante dans la partie utile magnétiquement pour la solution définitive (la figure présente une demi-longueur du rotor).

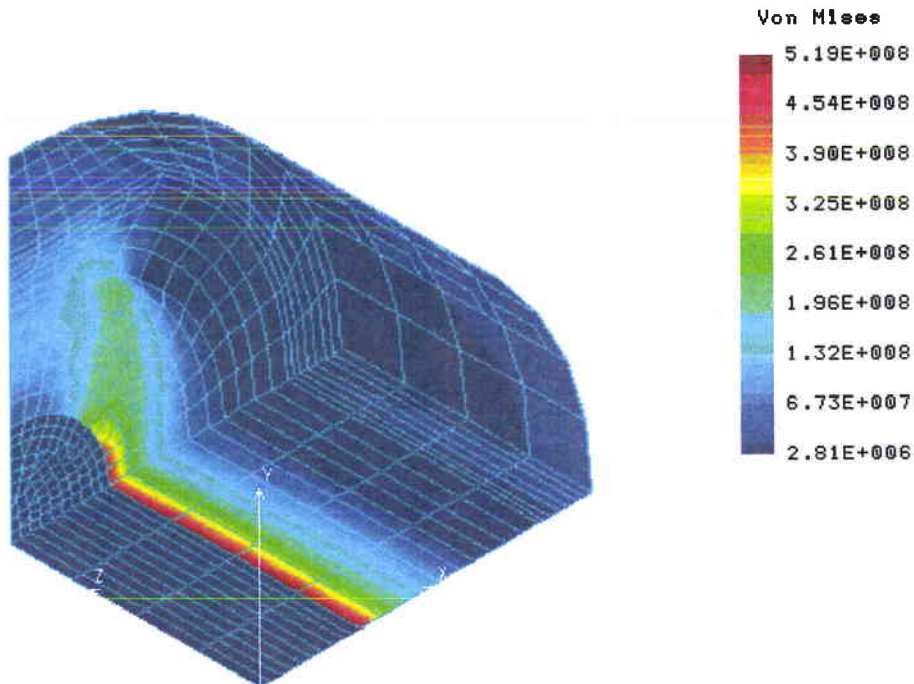


Figure 5- 23

Contraintes dans le rotor enrobé de résine et de fibre de Kevlar à 200 000 tr/min

La Figure 5- 24 montre les dilatations d'un huitième de la pièce tournante dans la partie utile magnétiquement pour la solution définitive.

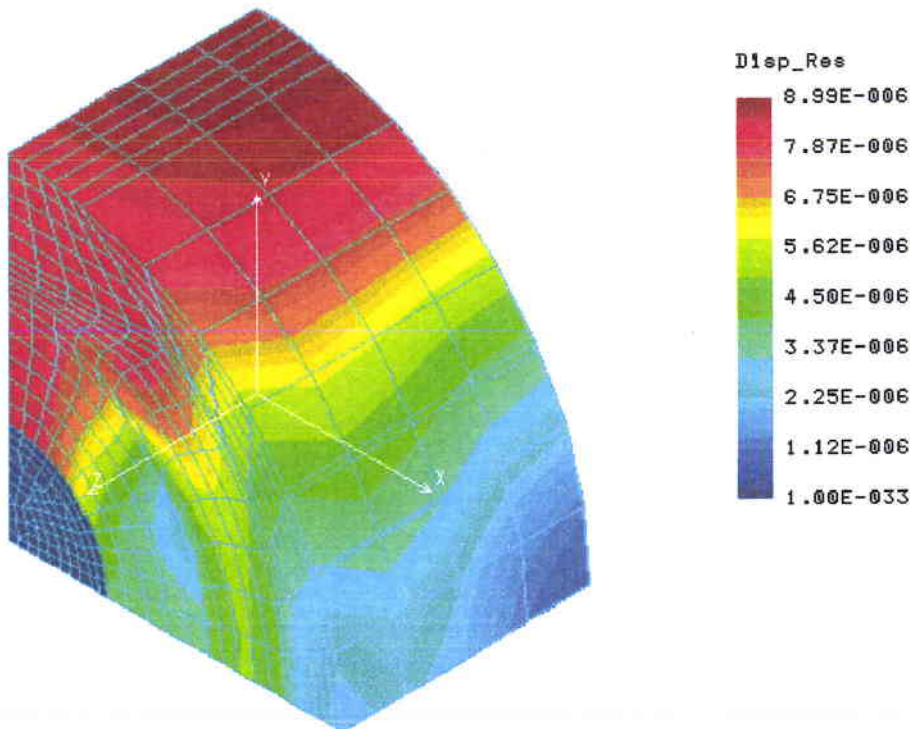


Figure 5- 24

Dilatations en mètre dans le rotor enrobé de résine et de fibre de Kevlar à 200 000 tr/min

La Figure 5- 25 montre l'état de contrainte d'un huitième de l'ensemble tournant (rotor enrobé, entretoise et bague intérieure du roulement) pour la solution définitive.

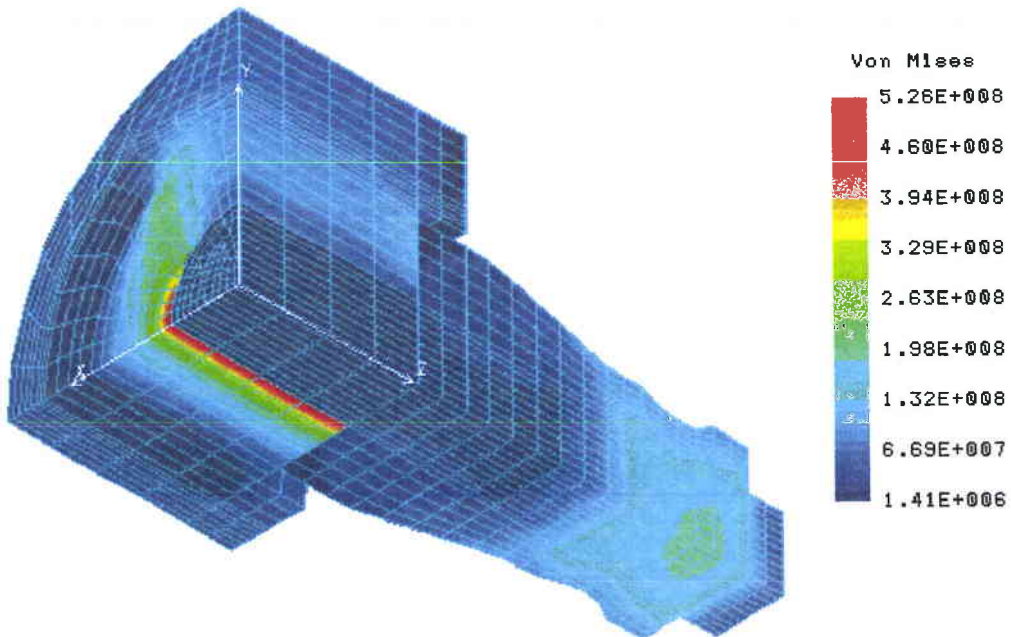


Figure 5- 25

Contraintes dans l'ensemble tournant à 200 000 tr/min

La Figure 5- 26 montre les dilatations d'un huitième de l'ensemble tournant (rotor enrobé, entretoise et bague intérieure du roulement) pour la solution définitive.

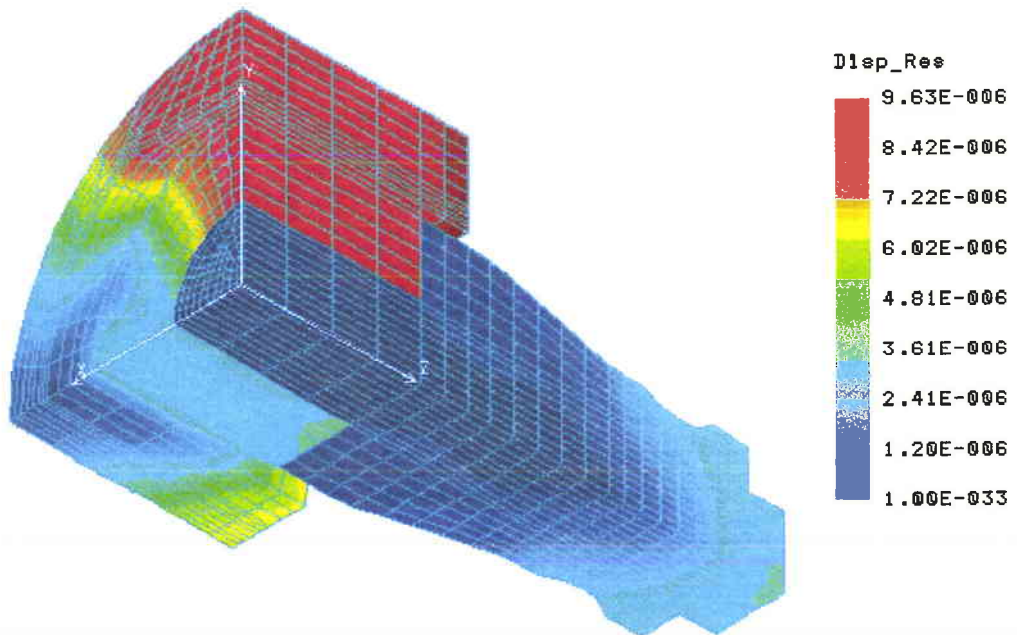


Figure 5- 26

Dilatations en mètre dans l'ensemble tournant à 200 000 tr/min

5.2.6 Dilatation thermique des rotors et de leur enrobage

Pour prévoir la dilatation du rotor et connaître sa conséquence sur l'épaisseur de l'entrefer, nous avons simulé la rotation du rotor à 200 000 tr/min, avec une température uniforme de 150° dans le but de tenir compte simultanément des deux effets thermique et mécanique sur la dilatation.

Nous avons d'abord vérifié la faible influence de la température sur le champ des contraintes à 200 000 tr/min (Figure 5- 27) :

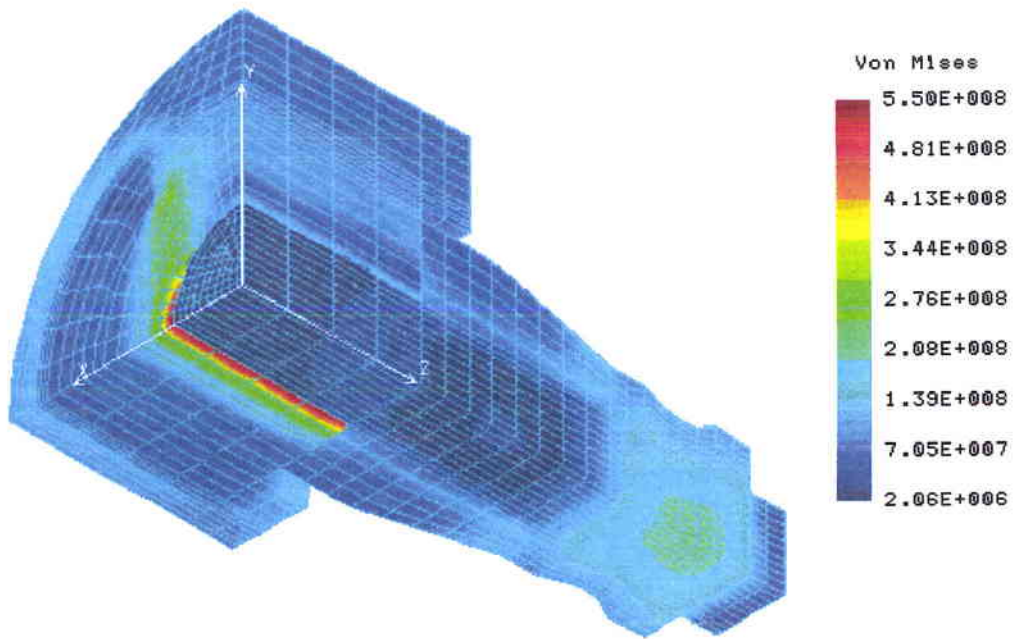


Figure 5- 27
Contraintes dans l'ensemble tournant à 200 000 tr/min et 150°C

La comparaison de la Figure 5- 27 avec la Figure 5- 25 montre une augmentation de 24 Mpa de la contrainte maximum.

La Figure 5- 28 montre l'effet de la dilatation thermique sur la dilatation totale à la vitesse de 200 000 tr/min.

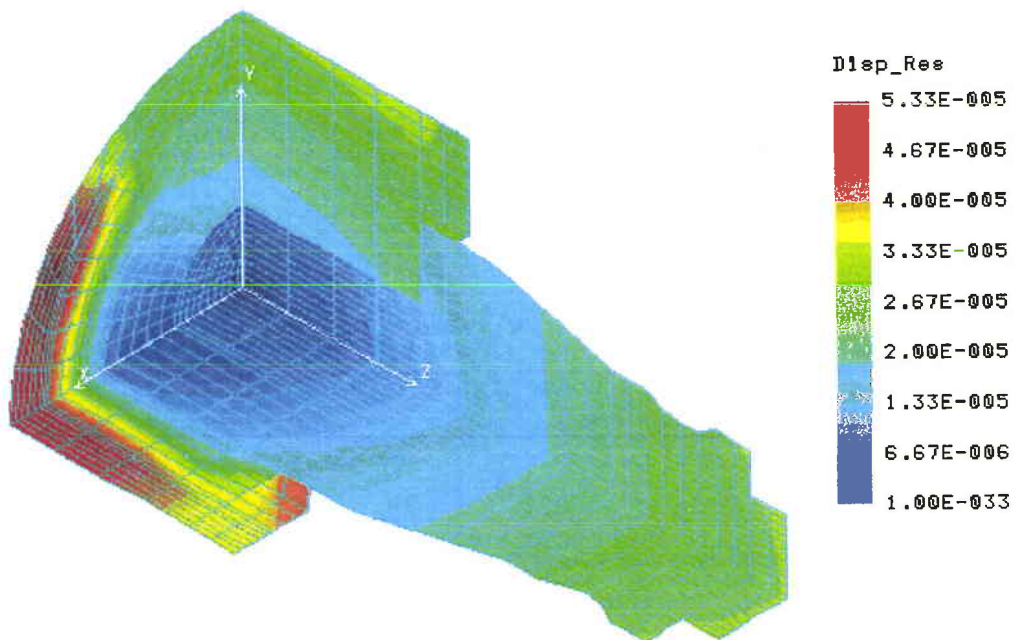


Figure 5- 28
Dilatations en mètre dans l'ensemble tournant à 200 000 tr/min et à 150°C

La comparaison de la Figure 5- 28 avec la Figure 5- 26 montre une forte augmentation de la dilatation maximum du rotor selon la direction perpendiculaire à son axe de rotation, qui passe de 9,6 μm à 53,3 μm .

Ce résultat donne une variation de 13,3 % de l'épaisseur d'entrefer pour le prototype 0,4 mm, et de 17,8 % pour le prototype 0,3 mm.

5.2.7 Dilatation thermique de l'ensemble stator/carter

Pour connaître l'influence de la dilatation thermique de la partie fixe sur l'entrefer, il est nécessaire de connaître le champ thermique dans le stator.

La meilleure manière d'évaluer approximativement ce champ est de modéliser l'influence du refroidissement par eau du carter sur le stator.

Nous avons donc modélisé le stator monté serré dans le carter en appliquant un refroidissement avec de l'eau à 25°C et un échauffement des dents du stator à 150°C. Cette dernière valeur est supposée la plus haute du fonctionnement, de façon à se placer dans les conditions les plus défavorables.

A partir de ce champ thermique (Figure 5- 29 et Figure 5- 30), nous avons pu trouver la température au contact carter-stator, et en déduire par une analyse thermique les déformations du carter (Figure 5- 31) et du stator (Figure 5- 32).

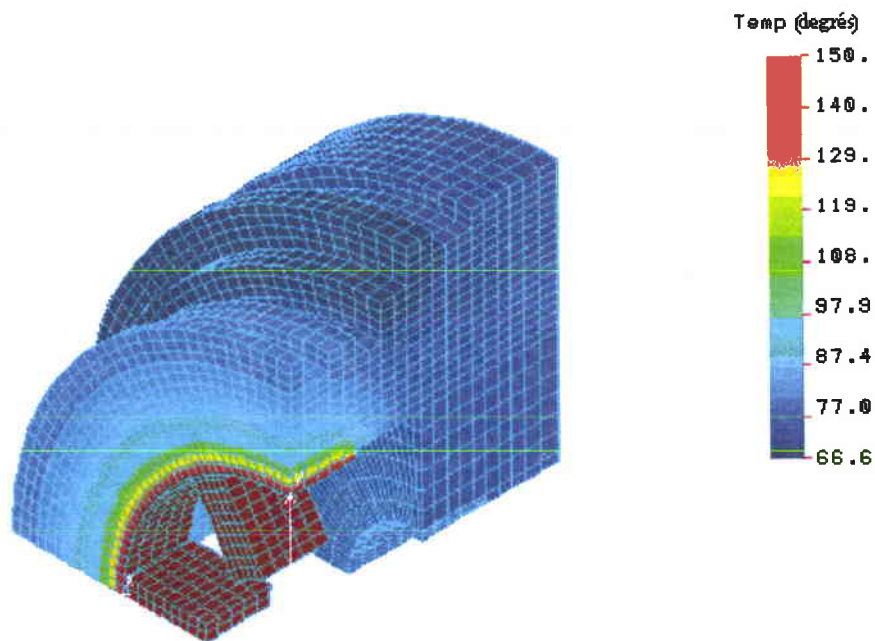


Figure 5- 29
Champ thermique de l'ensemble carter/stator

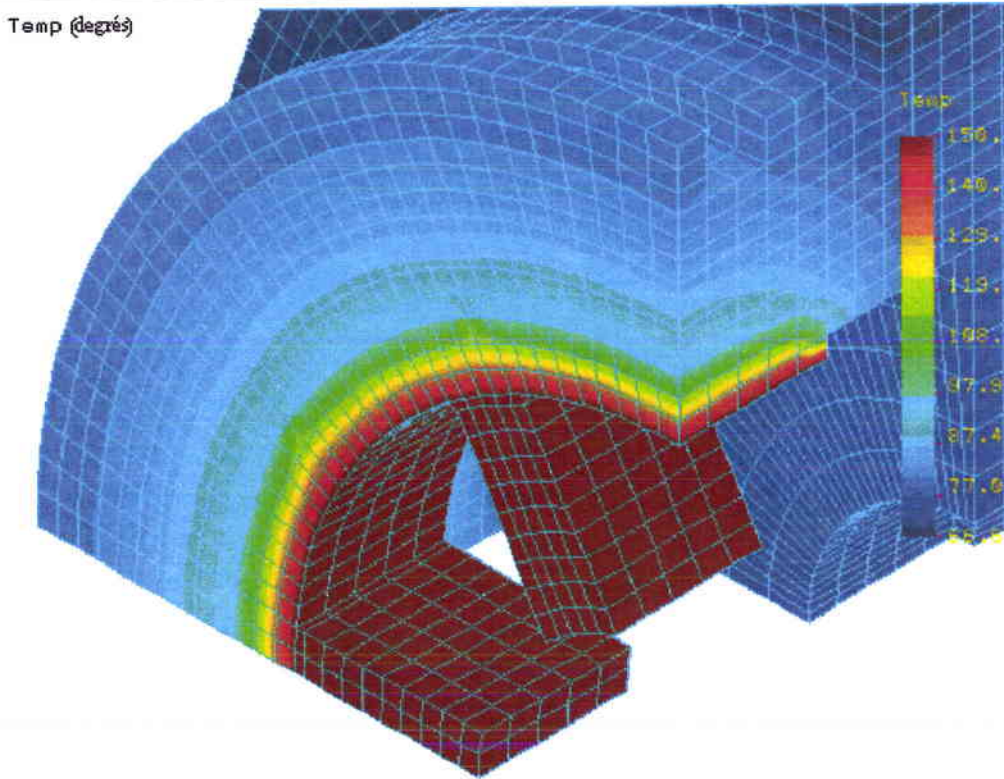


Figure 5- 30
Champ thermique de l'ensemble carter/stator (zoom)

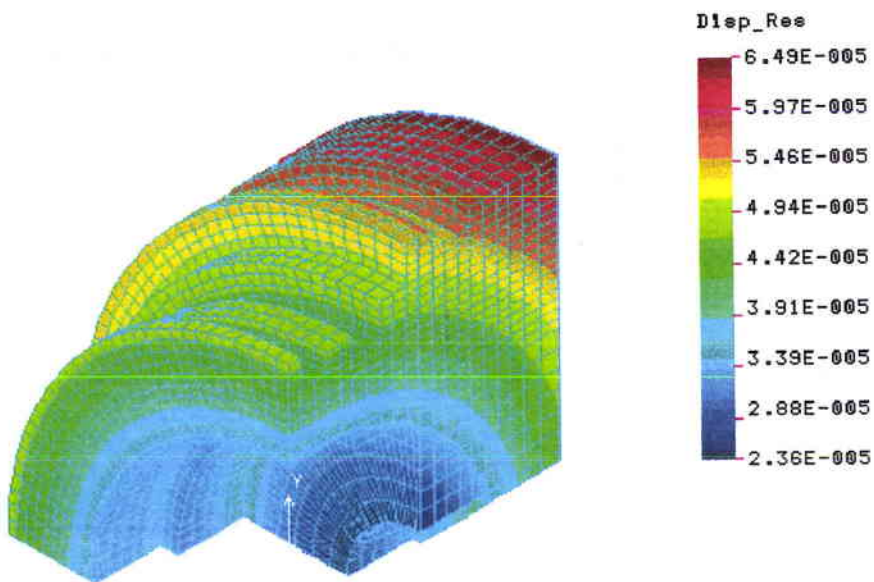


Figure 5- 31
Dilatation du carter en mètre

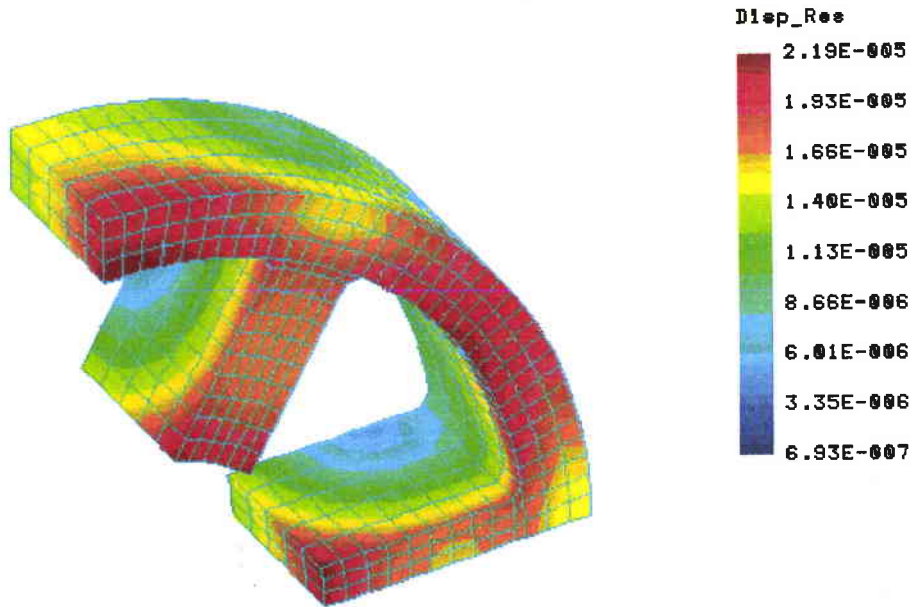


Figure 5- 32
Dilatation du Stator en mètre

Résultat de la modélisation : la dilatation thermique du stator au niveau de l'entrefer est de l'ordre de 15 μm .

5.2.8 Résumé de la méthodologie suivie

La Figure 5- 33 ci-dessous résume la méthodologie suivie lors des simulations précédentes sous COSMOS :

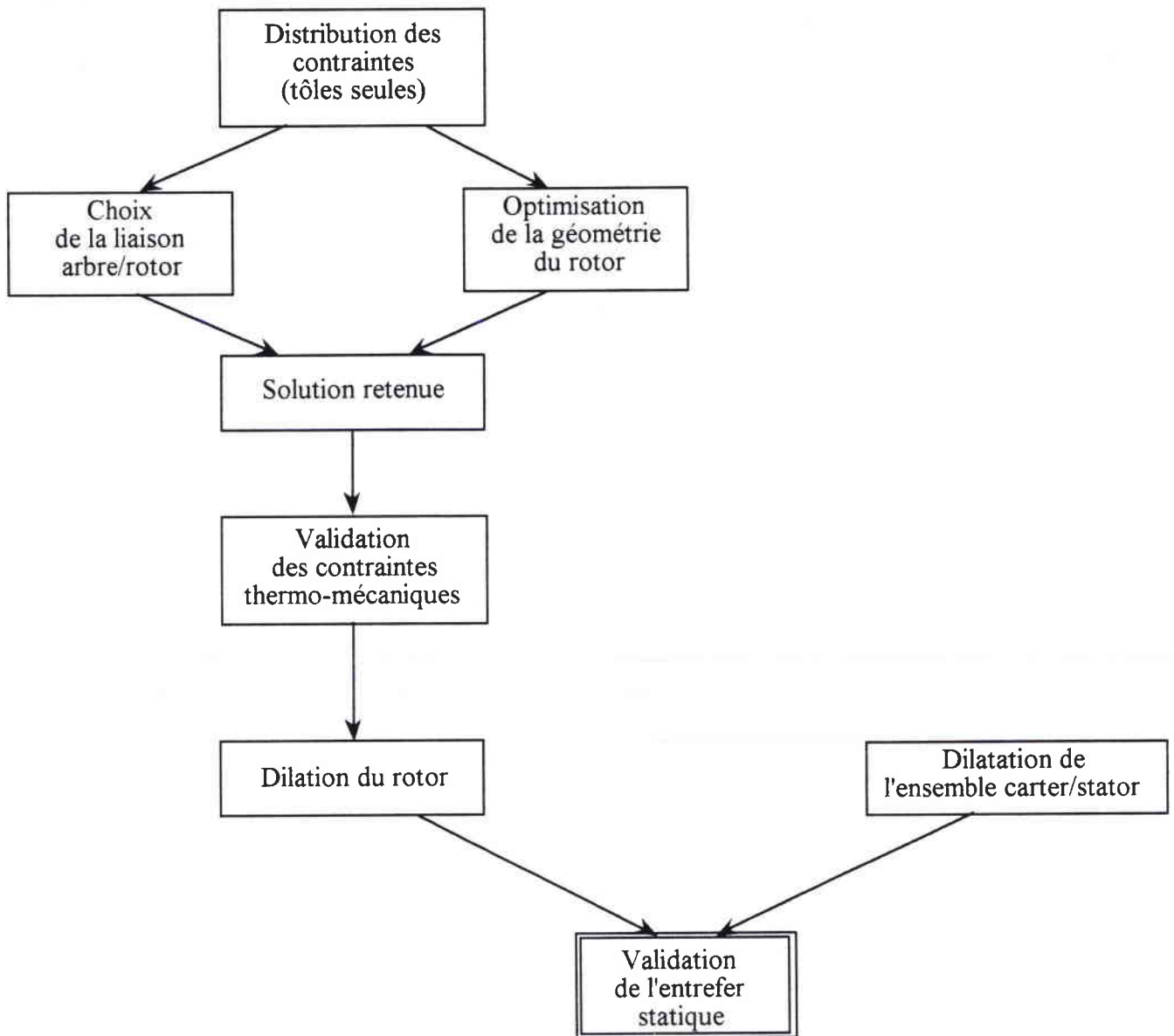


Figure 5- 33

Résumé de la méthodologie suivie lors des simulations sous COSMOS/M

5.2.9 Fréquences propres et déformées du stator

Le MRVDS est une machine à forte nuisance acoustique : la forte ondulation de couple provoque des déformations du stator.

Une étude fréquentielle du stator nous a donné les fréquences des modes propres : les résultats sont donnés Figure 5- 34.

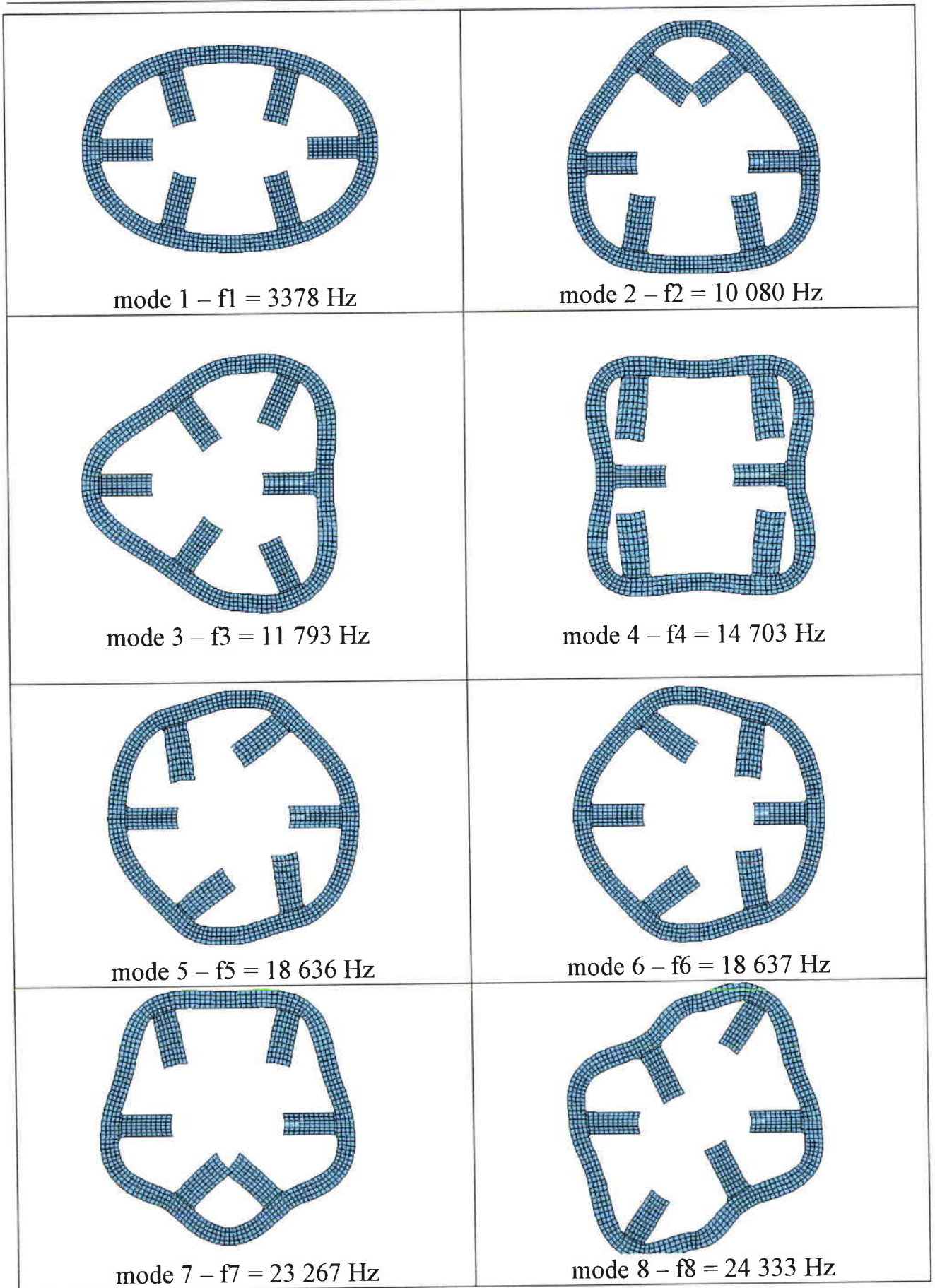


Figure 5- 34

Fréquences propres du stator avec leur déformée associée

Les fréquences excitées sont :

$$\begin{array}{ll} f_1 = 3\,378 \text{ Hz} & f_5 = 18\,636 \text{ Hz} \\ f_2 = 10\,080 \text{ Hz} & f_6 = 18\,637 \text{ Hz} \\ f_3 = 11\,793 \text{ Hz} & f_7 = 23\,267 \text{ Hz} \\ f_4 = 14\,603 \text{ Hz} & f_8 = 24\,333 \text{ Hz} \end{array}$$

Les trois premières sont dans le spectre audible.

Des modifications pourront être envisagées suite aux essais : pour modifier les fréquences propres et les repousser plus haut, les modifications suivantes sont à envisager :

- modification de l'épaisseur de la culasse
- modification de l'inclinaison des dents
- renforcement de la jonction dent/culasse

5.2.10 Calcul analytique des fréquences propres du rotor

5.2.10.a 1^{er} cas : dans l'hypothèse où le rotor est parfaitement rigide

Le constructeur fournit la valeur de la rigidité axiale (pour les roulements SNFA-VEX 6 utilisés) en fonction de la précharge :

$$R_a = 0,9 \text{ daN}/\mu\text{m} \text{ pour une précharge légère (0,8 daN)}$$

$$R_a = 1,2 \text{ daN}/\mu\text{m} \text{ pour une précharge moyenne (2,5 daN)}$$

$$R_a = 1,5 \text{ daN}/\mu\text{m} \text{ pour une précharge forte (5 daN)}$$

Dans notre cas, la précharge calculée est de 10 daN. Nous retiendrons la valeur de $1,5 \text{ daN}/\mu\text{m} = 1,5 \cdot 10^7 \text{ N/m}$, ce qui donne une valeur inférieure de la rigidité en fonctionnement.

Le constructeur fournit aussi la détermination de la rigidité radiale (il s'agit de roulements à billes à contact oblique, voir Figure 5- 35) :

$$R_r = 6 \cdot R_a \text{ pour un angle de } 15^\circ.$$

$$\text{Dans notre cas : } R_r = 9 \cdot 10^7 \text{ N/m.}$$

- Détermination de la fréquence propre pour le mode en translation :

Nous menons le calcul dans l'hypothèse suivante : le rotor est rigide, et le couplage des paliers est négligeable. Seuls interviennent les rigidités des paliers, selon le modèle de la Figure 5- 35 :

Les moments d'inertie du rotor ont été déterminés à l'aide du logiciel PROENGINEER :

$$\begin{aligned} I_{xx} &= 0,86 \text{ kg.mm}^2 \\ I_{yy} &= 3,14 \text{ kg.mm}^2 \\ I_{zz} &= 3,53 \text{ kg.mm}^2 \\ I_{zy} &= I_{yz} = -9,8.10^{-6} \text{ kg.mm}^2 \end{aligned}$$

Le rotor a été modélisé comme suit :

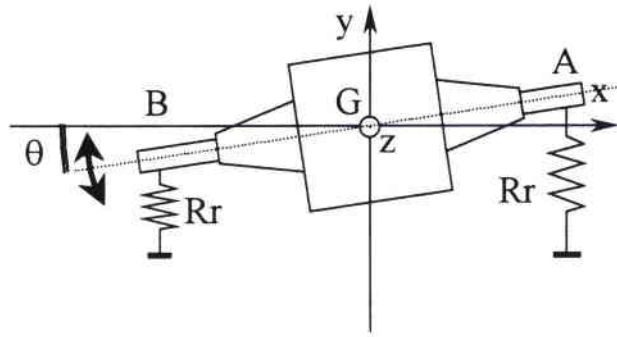


Figure 5- 37

Modèle pour le calcul du comportement dynamique du rotor

Le théorème du moment dynamique appliqué au rotor au point G s'écrit :

$$\vec{\delta}_G = \vec{GA} \wedge \vec{F}_A + \vec{GB} \wedge \vec{F}_B \quad (5-8)$$

où : \vec{F}_A et \vec{F}_B sont les forces dues aux ressorts

D'où dans le cas d'une rotation autour de \vec{Gz} et en projection sur \vec{Gz} :

$$(I_{zz} + I_{bz}).\ddot{\theta} = -2R_r d^2 \sin \theta \cos \theta \quad (5-9)$$

où :

- I_{zz} moment d'inertie du rotor seul selon l'axe \vec{Gz}
- I_{bz} moment d'inertie des bagues mobiles seules selon l'axe \vec{Gz}
- θ angle de rotation du rotor autour de l'axe \vec{Gz}
- $d = GA = GB$

Ce qui conduit à l'équation linéarisée lorsque θ est petit :

$$(I_{zz} + I_{bz}).\ddot{\theta} + 2R_r d^2 \theta = 0 \quad (5-10)$$

La pulsation propre de mode conique s'écrit donc :

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{2R_r d^2}{I_{zz} + I_{bz}}} \quad (5-11)$$

Dans notre cas :

$$\begin{cases} d = 18,5 \text{ mm} \\ I_{zz} = 3,53 \text{ kg}\cdot\text{mm}^2 \\ I_{bz} = 1,14 \text{ kg}\cdot\text{mm}^2 \\ R_r = 9 \cdot 10^7 \text{ N/m} \end{cases}$$

D'où la pulsation :

$$\omega_2 = 114.900 \text{ rd/s} \text{ soit : } N_2 = 1.100.000 \text{ tr/min}$$

➤ Détermination de la fréquence propre pour le mode conique selon l'axe y :

Le calcul est identique, en remplaçant simplement I_{zz} par I_{yy} : on obtient donc une vitesse critique légèrement supérieure à N_2 :

$$\omega_3 = 120\,000 \text{ rd/s} \text{ soit : } N_3 = 1\,146\,100 \text{ tr/min.}$$

➤ Conclusion

La vitesse de rotation maximum que nous voulons atteindre (200.000 tr/min) reste très inférieure aux vitesses des modes propres que nous venons de calculer. Nous n'aurons aucune fréquence de résonance à franchir.

5.2.10.b 2ème cas : dans l'hypothèse où le rotor est flexible

Les calculs précédents ont été menés avec l'hypothèse d'un rotor rigide. Nous nous proposons maintenant de montrer que la flexion du rotor est négligeable.

Pour mener les calculs, nous étudierons un cas plus simple que la réalité : nous représentons le rotor par une poutre homogène, de longueur $2d$, de diamètre 12 mm, et de masse $43 \cdot 10^{-3}$ kg. Le choix du rayon a été dicté par le diamètre des flasques qui serrent les tôles avec ce diamètre de 12 mm.

Dans cette hypothèse, et pour fixer les idées, calculons la rigidité de l'arbre au point G dans le cas des appuis simples:

$$R = \frac{48 \cdot E \cdot I}{(2d)^3} \quad (5-12)$$

avec :

$$\begin{cases} E = \text{module de Young du matériau de l'arbre} \\ E = 0,21 \cdot 10^{12} \text{ N/m}^2 \\ I = \text{moment quadratique de l'axe} \\ I = \frac{\pi D^4}{64}, \\ \text{avec } D = 12 \text{ mm diamètre du modèle} \end{cases}$$

On obtient :

$$R = 2,03.10^8 \text{ N/m}$$

Cette valeur est élevée devant les rigidités des paliers (facteur 2).

Pour vérifier ce résultat, nous avons effectué une modélisation par une méthode par éléments finis (COSMOS) prenant en compte la rigidité des paliers et celle du modèle du rotor défini ci-dessus. Ce calcul conduit aux résultats suivants :

➤ mode en translation avec flexion de l'arbre :

$$\omega_1 = 55\,160 \text{ rd/s} \quad \text{soit : } N_1 = 526\,770 \text{ tr/min}$$

➤ mode conique avec flexion de l'arbre :

$$\omega_2 = 110\,081 \text{ rd/s} \quad \text{soit : } N_2 = 1\,510\,200 \text{ tr/min}$$

Nous trouvons une influence de la flexion du rotor de l'ordre de 15 %. Etant donné la marge importante entre la vitesse maximum que nous espérons et la première fréquence critique, nous pouvons affirmer que nous n'avons aucune fréquence critique à franchir pour atteindre la vitesse de 200 000 tr/min.

5.3 Calcul du Couple moyen des deux prototypes à partir de la modélisation par la méthode des éléments finis

5.3.1 Préparation du calcul

La modélisation sous FLUX2D demande une description exacte de la géométrie et des matériaux. Les régions définies sont :

- le rotor,
- le stator,
- l'entrefer (bande de roulement),
- l'arbre,
- les bobines des phases,
- le carter (zone extérieure en contact avec le stator).

Puis cette géométrie est maillée : le maillage consiste en une discrétisation de la géométrie en petits éléments de forme géométrique simple (triangles et quadrangles). La qualité du résultat des calculs dépend essentiellement de cette étape. Plus les éléments sont petits, plus le calcul est précis, mais aussi plus il est long.

Les résultats de cette opération pour chacun des prototypes sont donnés Figure 5- 39 et Figure 5- 38.

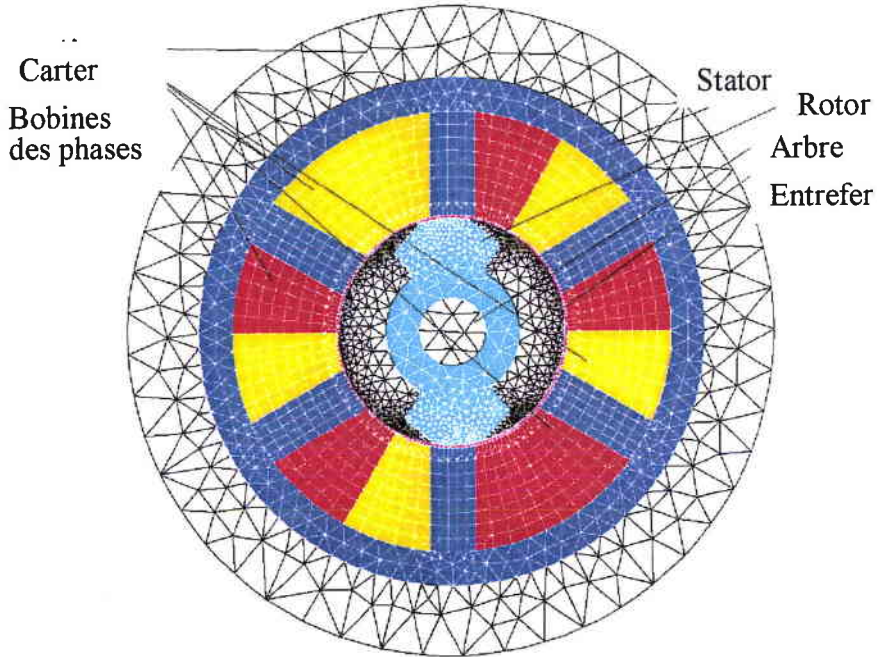


Figure 5- 38
Maillage régions du prototype avec entrefer 0,3 mm

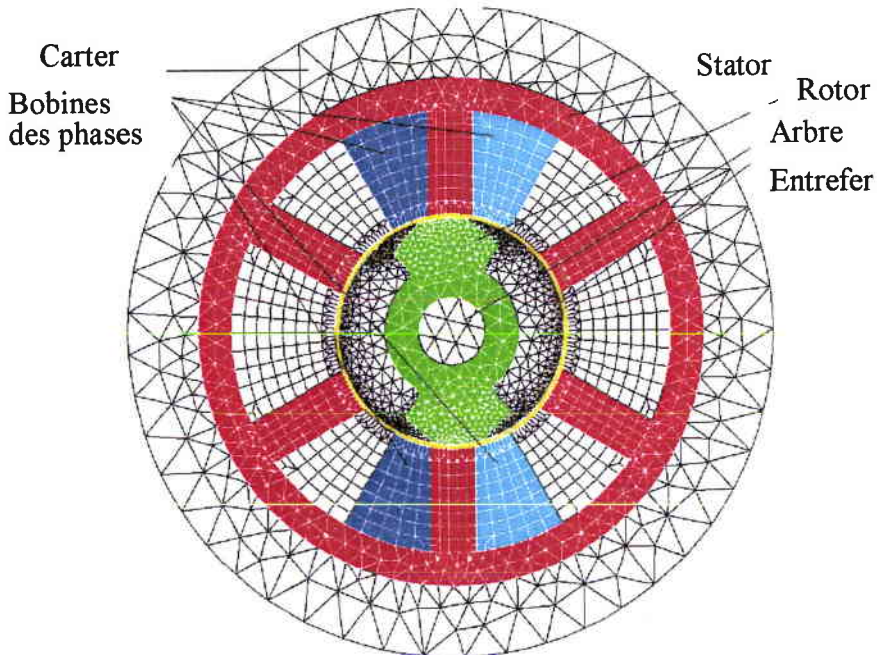


Figure 5- 39
Maillage régions du prototype avec entrefer 0,4 mm

5.3.2 Résultats des calculs

5.3.2.a Flux et induction en position alignée

Pour la position alignée, la Figure 5- 40 et la Figure 5- 42 donnent la distribution des lignes de flux et les valeurs de l'induction pour le prototype avec entrefer de 0,3 mm.

La Figure 5- 41 et la Figure 5- 43 donnent les mêmes renseignements dans le cas de l'entrefer de 0,4 mm.

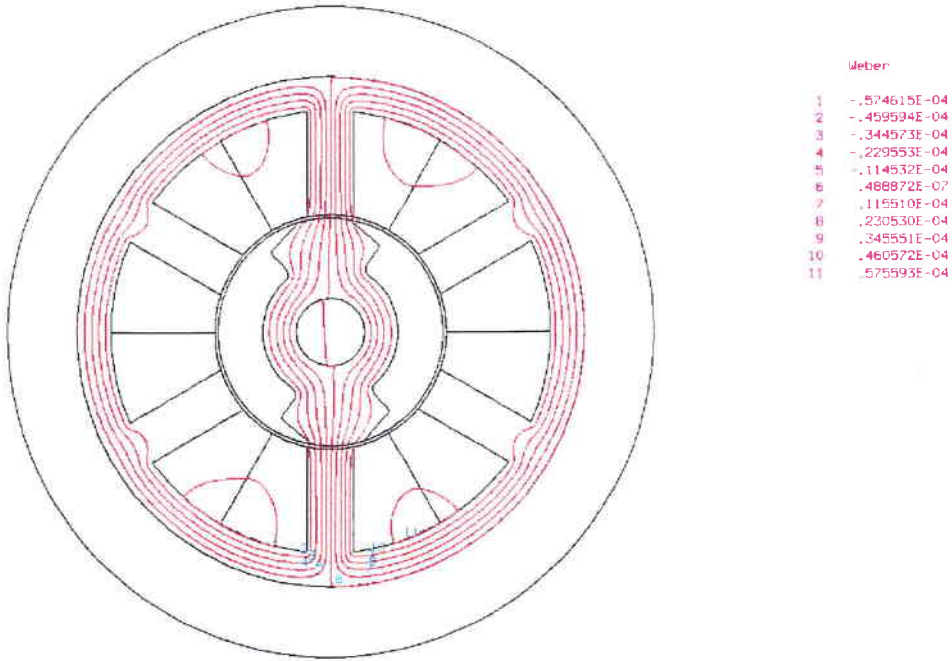


Figure 5- 40
Distribution du flux dans le cas d'un entrefer de 0,3 mm
pour 875 Ampères-tours

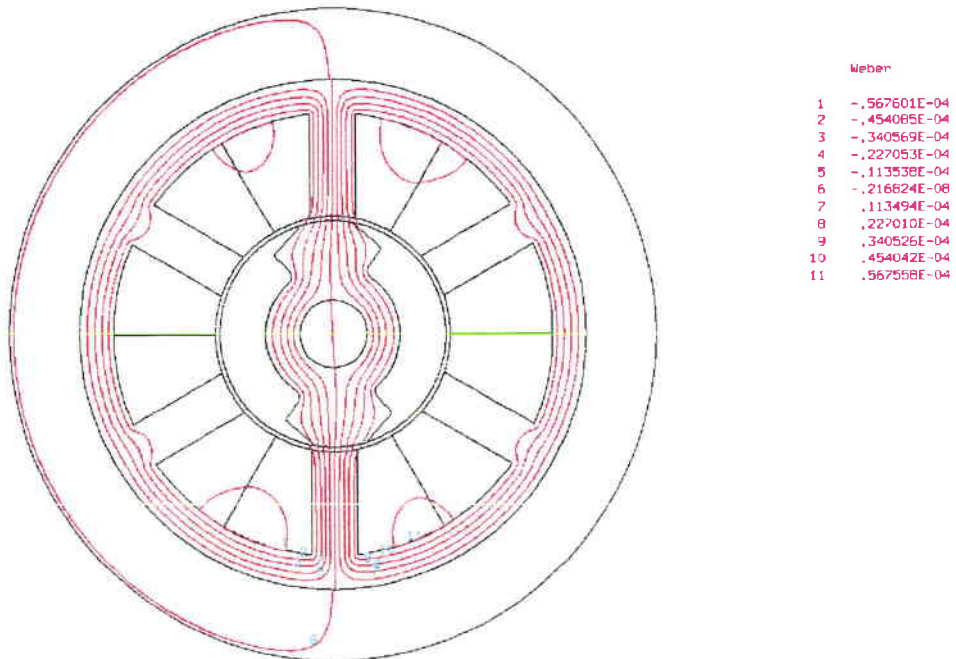


Figure 5- 41
Distribution du flux dans le cas d'un entrefer de 0,4 mm
pour 875 Ampères-tours

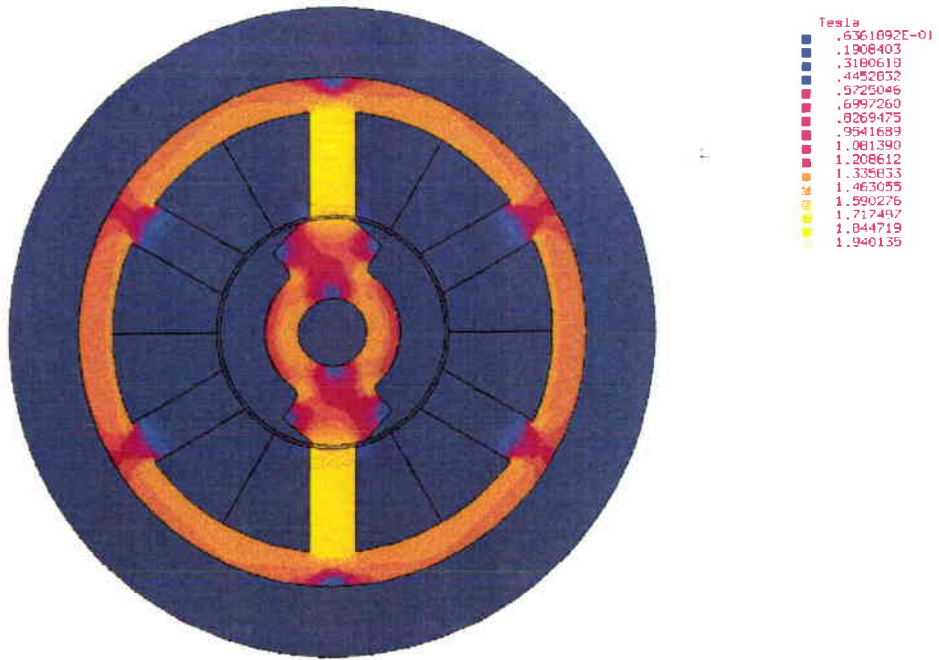


Figure 5- 42
Distribution de l'induction dans le cas d'un entrefer de 0,3 mm
pour 875 Ampères-tours

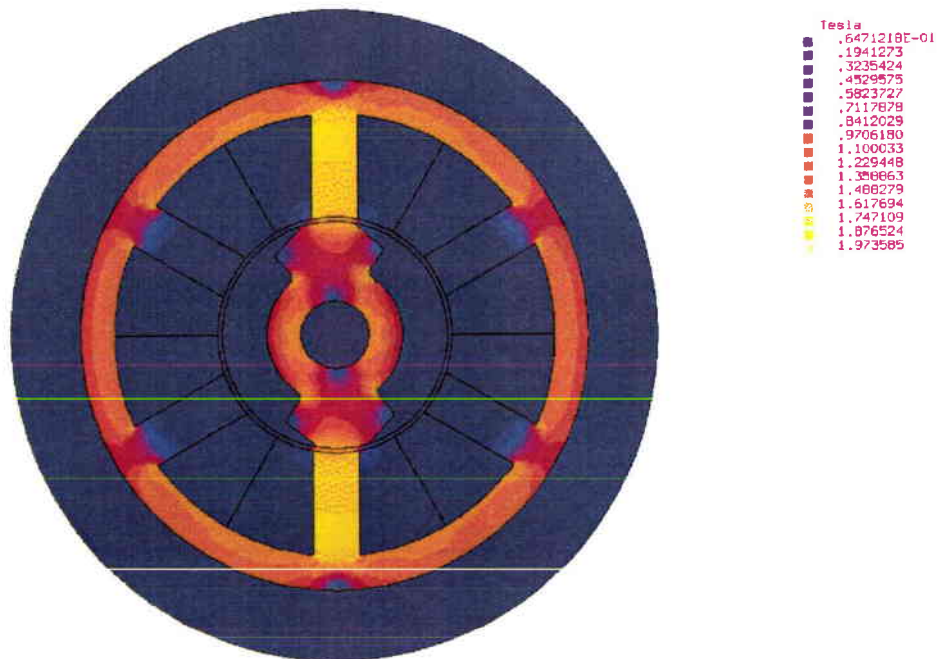


Figure 5- 43
Distribution de l'induction dans le cas d'un entrefer de 0,4 mm
pour 875 Ampères-tours

On constate que l'induction dans les dents de la phase alimentée en position de conjonction atteint des valeurs très élevées : 1,94 T et 1,97 T. Le matériau ferromagnétique est très saturé dans cette position.

5.3.2.b Flux et induction en position désalignée

Pour la position désalignée, la Figure 5- 44 et la Figure 5- 46 donnent la distribution des lignes de flux et les valeurs de l'induction pour le prototype avec entrefer de 0,3 mm.

La Figure 5- 45 et Figure 5- 47 donnent les mêmes renseignements dans le cas de l'entrefer de 0,4 mm.

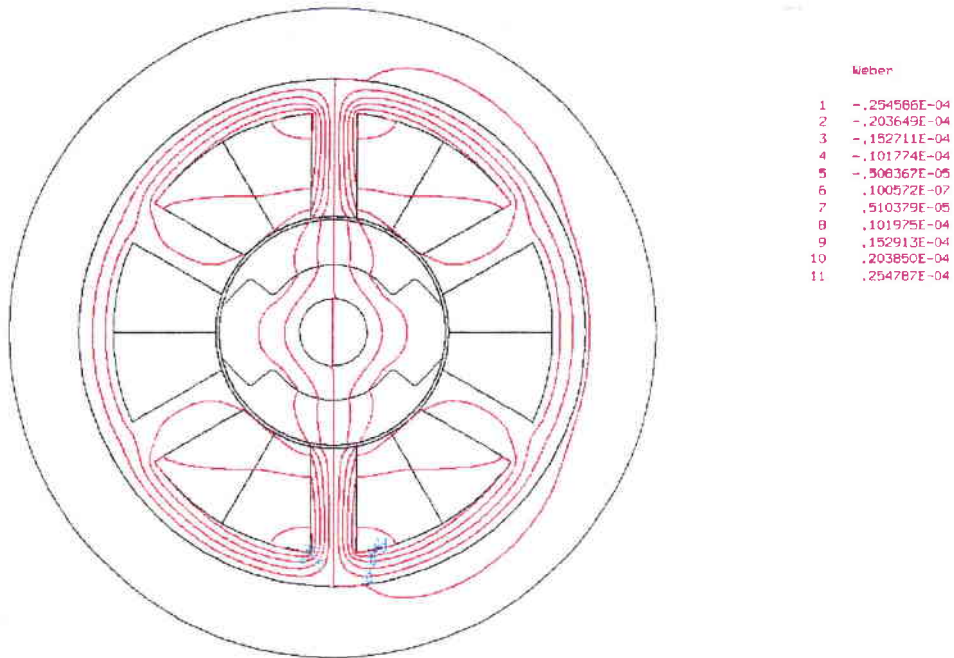


Figure 5- 44
Distribution du flux dans le cas d'un entrefer de 0,3 mm
pour 875 Ampères-tours

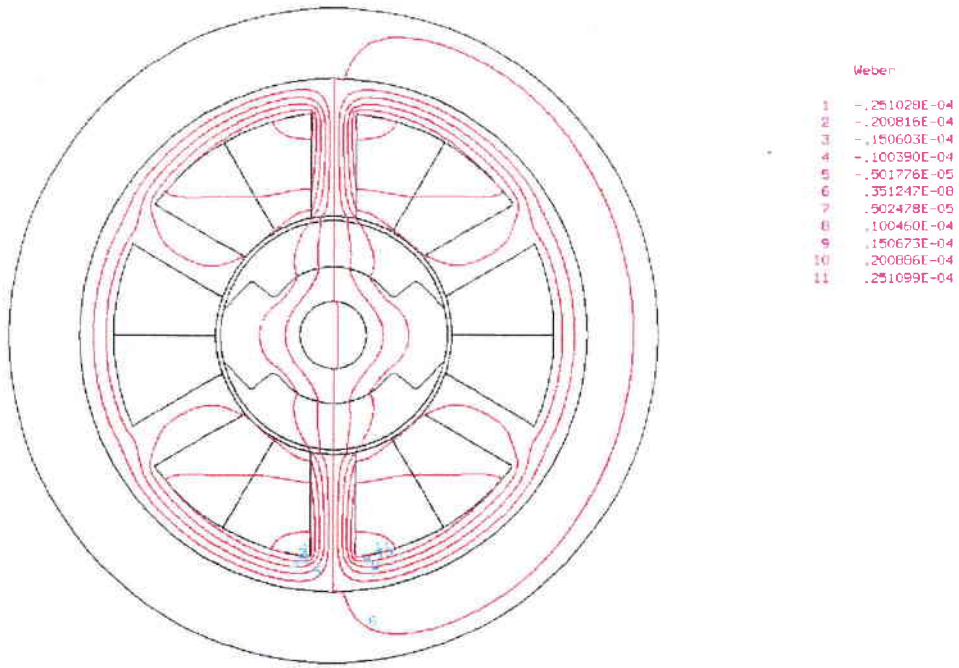


Figure 5- 45
Distribution du flux dans le cas d'un entrefer de 0,4 mm

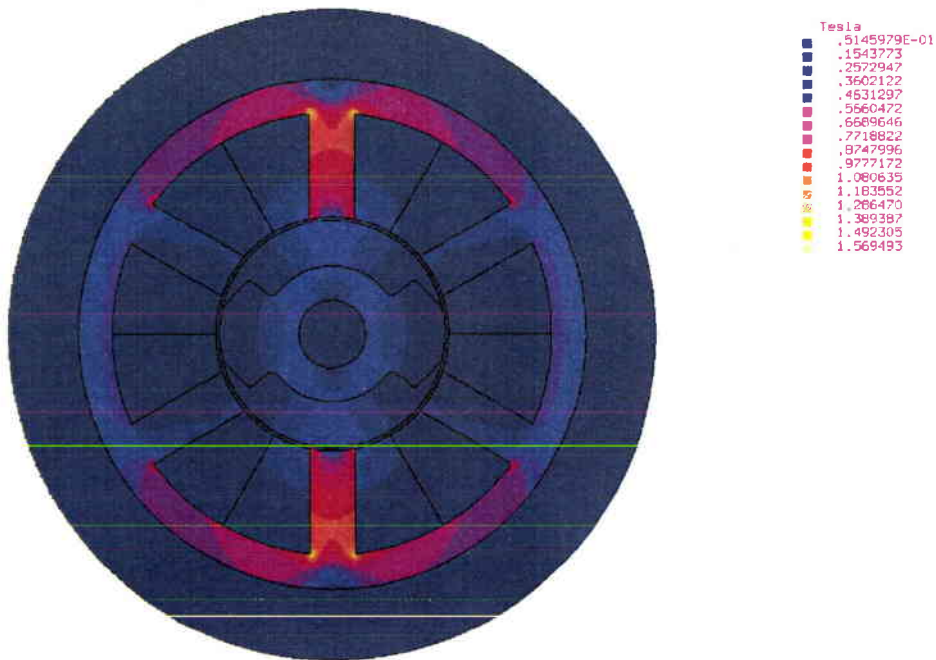


Figure 5- 46
Distribution de l'induction dans le cas d'un entrefer de 0,3 mm

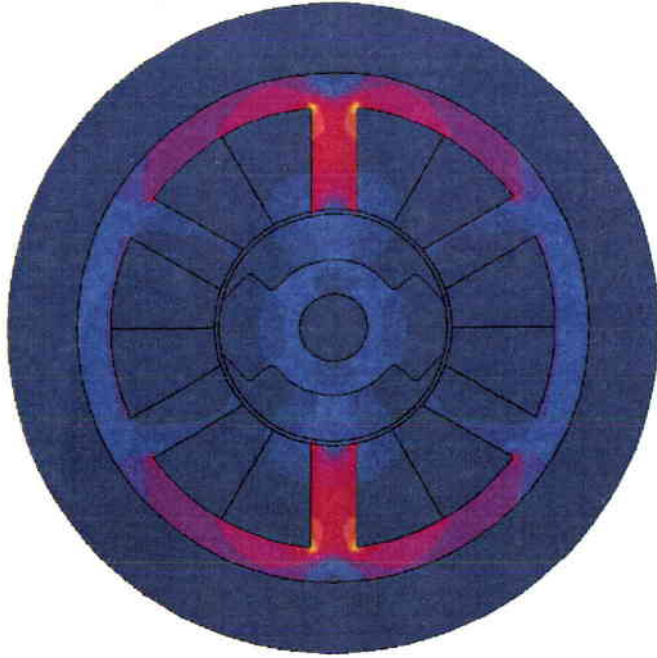


Figure 5- 47

Distribution de l'induction dans le cas d'un entrefer de 0,4 mm

5.3.3 Calcul du couple électromagnétique moyen

Nous avons montré au chapitre 4 et selon [28] que le couple moyen du moteur à réluctance variable et double saillance se calcule à partir de (4-13) :

$$C_{em} = q \cdot N_r \cdot \frac{W}{2\pi}$$

Avec :

- q = nombre de phases
- N_r = nombre de dents du rotor
- W = coénergie magnétique
- C = couple moyen

5.3.3.a Calcul du couple moyen du prototype avec entrefer de 0,3 mm

Pour un moteur avec entrefer de 0,3 mm, on obtient les caractéristiques électromagnétiques de la Figure 5- 48 pour les positions alignées et en opposition :

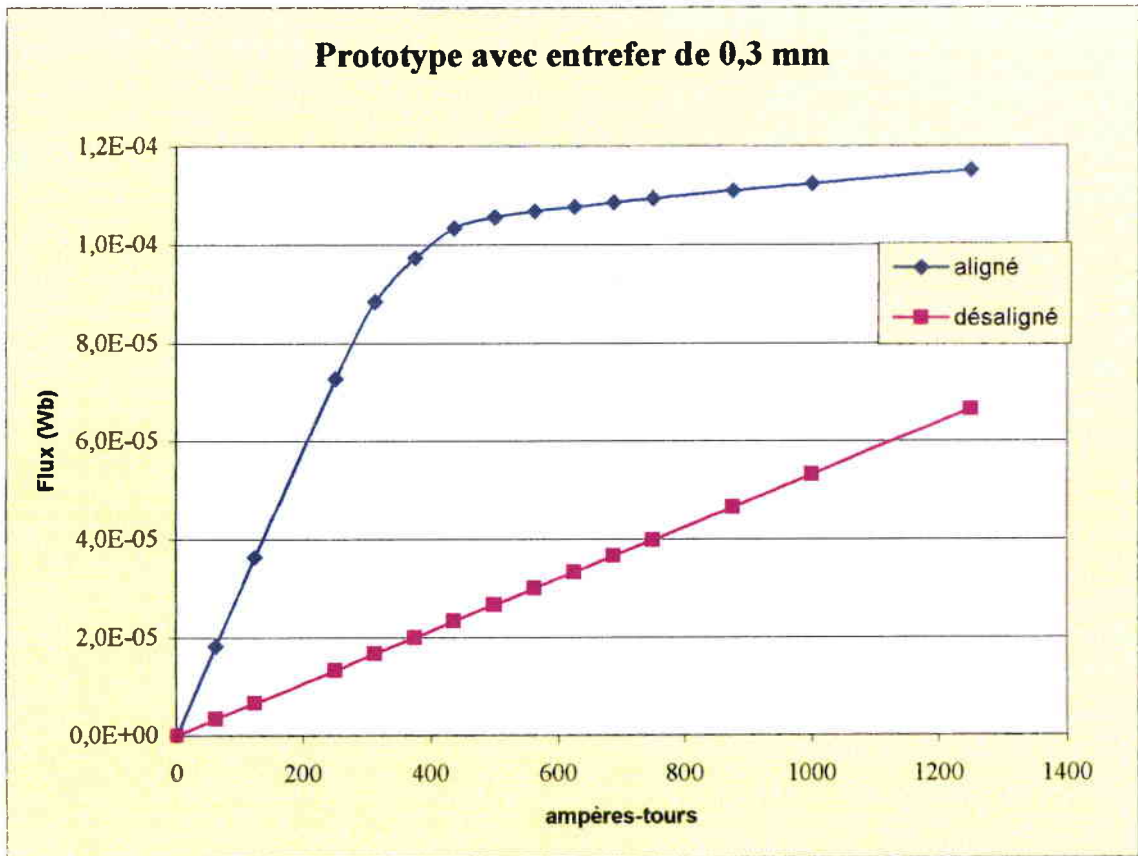


Figure 5- 48

Caractéristiques électromagnétiques du moteur avec un entrefer de 0,3 mm

L'énergie convertie pendant un cycle est égale à l'aire comprise entre les courbes de la Figure 5- 48 (4-8) ; nous avons trouvé :

$$W = 74,2 \text{ mJ}$$

D'après (4-13), le couple moyen est alors :

$$C = 3.2. \frac{74,2 \cdot 10^{-3}}{2\pi} = 70,9 \text{ N.mm}$$

5.3.3.b Calcul du couple moyen du prototype avec entrefer de 0,4 mm

Pour un moteur avec entrefer de 0,4 mm, on obtient la caractéristique électromagnétique donnée Figure 5- 49 :

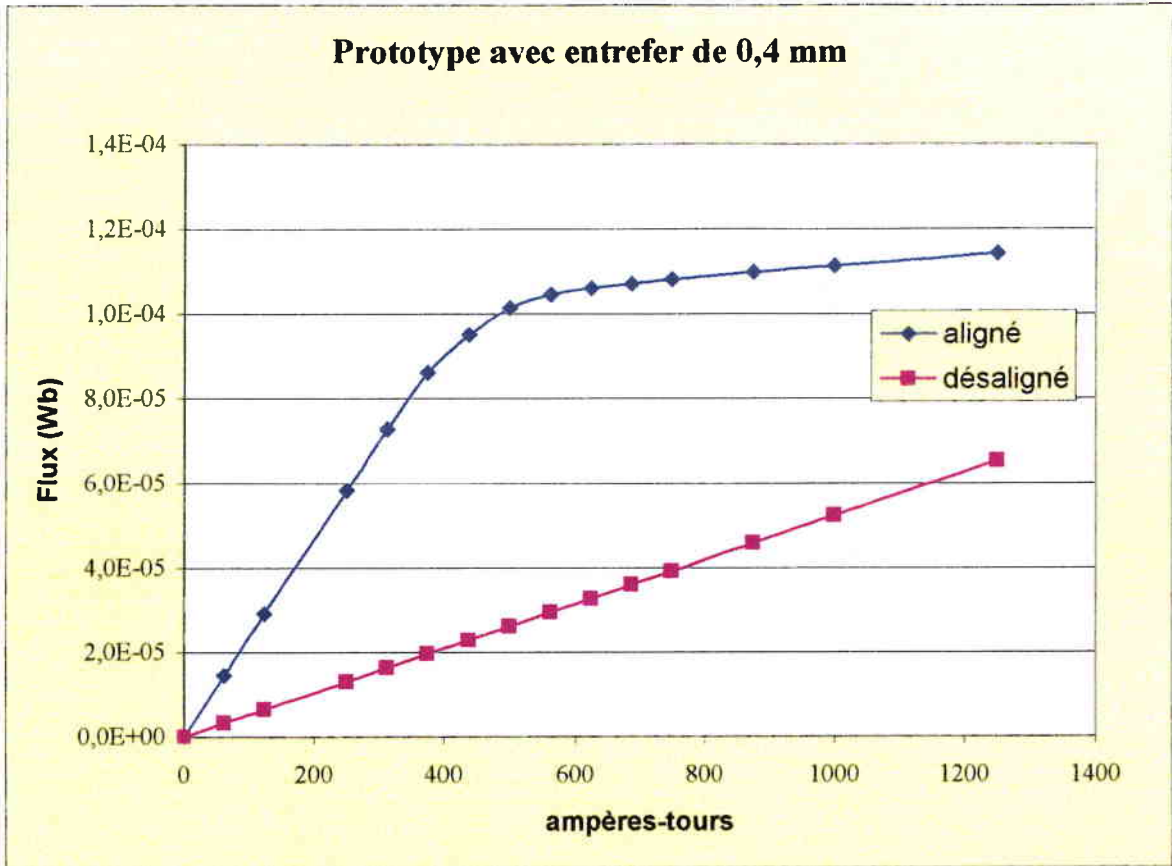


Figure 5- 49

Caractéristique électromagnétique du moteur avec un entrefer de 0,4 mm

L'énergie correspondant à l'aire de la surface comprise entre les courbes est :

$$W = 69,3 \text{ mJ}$$

D'après(4-13), le couple moyen est alors :

$$C = 3.2. \frac{69,3.10^{-3}}{2\pi} = 66,2 \text{ N.mm}$$

On constate que les énergies et les couples obtenus pour les deux prototypes sont voisins. Ce résultat était prévisible à cause de la forte saturation des dents du stator en position de conjonction (§ 5.3.2.a) : en comparant les courbes en conjonction de la Figure 5- 50, on constate qu'elles ne diffèrent que dans la zone linéaire. La variation de couple qui en résulte est donc très faible.

La décision de construire deux prototypes n'est pas justifiée par les considérations électromagnétiques que nous venons d'exposer, mais par des considérations de sécurité (vibrations mécaniques, et problèmes de construction), le surcoût induit par la fabrication deuxième prototype étant faible.

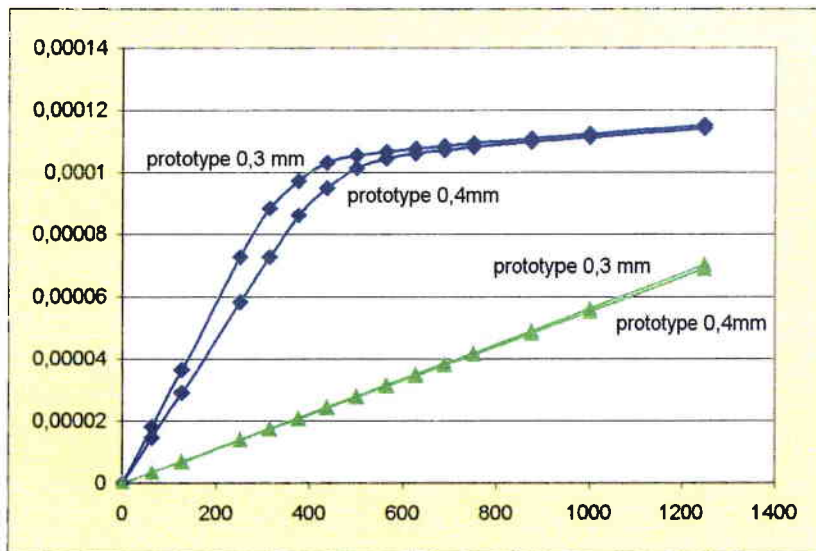


Figure 5- 50

Comparaison des caractéristiques magnétiques des deux prototypes

5.4 Fabrication du prototype

5.4.1 Choix du procédé de découpe des tôles

Cette opération nécessite une grande précision car il n'est pas possible de rectifier le rotor ou le stator après découpe. Les tôles étant isolées entre elles, une telle opération engendrerait des courts-circuits entre tôles qui seraient désastreux quant aux pertes par courants induits.

Le stator et le rotor sont constitués d'un empilement de 75 tôles disposées dans un plan radial, soit, avec des tôles de 0,2 mm d'épaisseur, une longueur axiale utile de fer de 15 mm.

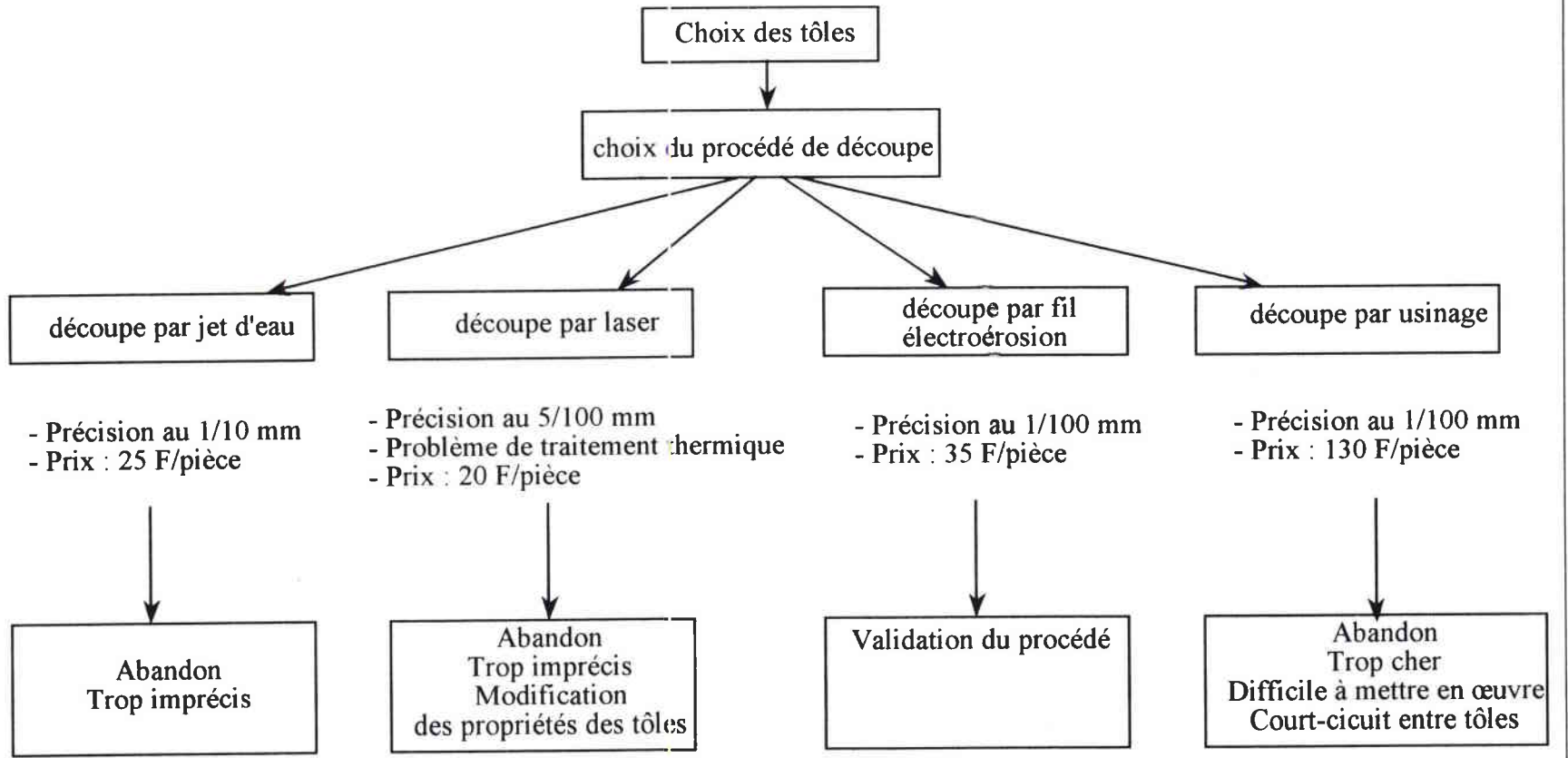
Les procédés suivants ont été envisagés :

- découpe par laser
- découpe par jet d'eau
- découpe par usinage
- découpe par fil (électroérosion)

- La découpe par laser a été rejetée pour deux raisons :
 - manque de précision : cette technique garantit le 5/100 mm,
 - échauffement très localisé mais très important du bord de la tôle qui modifie fortement les caractéristiques du matériau.
- La découpe par jet d'eau a été rejetée à cause de son manque de précision.
- La découpe par usinage a été rejetée à cause de la difficulté de mise en œuvre, et des courts-circuits entre tôles qui en résulteraient dans le cas d'un usinage d'un empilement de tôles. Enfin, son prix est très élevé.
- Finalement, le procédé de découpe par électroérosion par fil a été retenu : les tôles sont empilées et maintenues entre elles par une fine couche de colle. L'empilement est alors percé en son centre, ce qui met les tôles en contact entre elles. Puis vient la phase d'électroérosion. La précision obtenue est de 1/100 mm, et la qualité de la découpe est excellente : une observation sous fort grossissement de la tranche de l'empilement après découpe permet de vérifier qu'il n'y a pas de court-circuit entre tôles. La pièce doit être réussie du premier coup, car aucun usinage ne sera toléré après découpe.

La Figure 5- 51 résume la méthodologie :

Recherche de la méthode de découpe des tôles
Figure 5-51



5.4.2 Bobines du stator

Les fréquences électriques de travail étant assez élevées et riches en harmoniques, nous avons initialement prévu d'utiliser des "fils de Litz" pour les bobines stator. Il s'agit de fils réalisés par un toronnage de plusieurs petits fils isolés entre eux, en vue de minimiser les pertes cuivre par effet de peau (diminution de la résistance en hautes fréquences). Les fils de Litz permettent d'obtenir un meilleur rapport puissance/volume. L'utilisation de fils multibrins permet également de diminuer les courants de Foucault induits dans le cuivre par les variations du champ magnétique.

Pour obtenir une force magnétomotrice correcte et une densité de courant correcte dans le cuivre, il nous fallait réaliser des bobines d'au moins 110 spires par dent du stator.

Les bobines réalisées avec le fil de Litz n'ont pas pu dépasser 80 spires par dent du stator. En effet, le fil de Litz choisi était composé de 4 brins de diamètre 0,2 mm et d'un guilage Nylon pour faciliter le bobinage et protéger le fil. De plus, la température maximum de fonctionnement de ce fil était limitée à 80°C.

Le diamètre apparent extérieur résultant du fil de Litz est de 0,6 mm, soit une section apparente de 0,283 mm² pour une section utile de cuivre de 0,126 mm². Ce qui donne un coefficient de remplissage de :

$$0,126/0,283 = 44,5 \%$$

Après reprise du calcul, nous avons décidé de réaliser les bobines du stator avec un fil unique, de diamètre 0,42 mm.

Si le stator a 6 dents, et si la vitesse de rotation du rotor est :

$$N_r = 200\ 000 \text{ tr/min,}$$

le fondamental de l'alimentation du stator a une fréquence :

$$f_1 = 6\ 666 \text{ Hz.}$$

L'effet de peau caractérise la répartition des courants induits dans les conducteurs. il provoque l'accroissement de la résistance par rapport à celle mesurée en courant continu. Le courant alternatif ne traverse qu'une partie du conducteur : il se propage sur la périphérie du conducteur uniquement, sur une épaisseur d'autant plus faible que la fréquence est élevée. La profondeur de zone conductrice est :

$$d_o = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_o \mu_r f}} \quad (5-13)$$

avec :

- ρ = résistivité du cuivre à la température de fonctionnement,
- $\mu_o = 4.\pi.10^{-7}$ S.I.,
- $\mu_r = 1$ (perméabilité relative du cuivre),
- f = fréquence de travail,
- d_o exprimée en mètre.

Ce phénomène est connu sous le nom d'effet de peau. La densité de courant J_x dans l'induit décroît de façon exponentielle de la périphérie vers le centre :

$$J_x = J_0 e^{-x/d_0} \quad (5-14)$$

La résistivité du cuivre est une fonction de la température du fil selon la loi :

$$\rho = \rho_0 \cdot (1 + \alpha\theta), \quad (5-15)$$

avec :

$$\rho_0 = 1,6 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$$

$$\alpha = 4,29 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$$

la résistivité du cuivre à 120°C est :

$$\rho_{\text{Cu à } 20^\circ\text{C}} = 2,42 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$$

Nous calculons l'épaisseur de la peau de conduction, le diamètre utile correspondant et la section de cuivre utile correspondante en fonction du rang de l'harmonique. Les résultats sont exprimés Tableau 5- 8 :

rang de l'harmonique	fréquence (Hz)	épaisseur de pénétration	diamètre utile correspondant	section de cuivre utile
1	6 666	0,96 mm	1,92 mm	2,89 mm ²
2	13 333	0,68 mm	1,36 mm	1,45 mm ²
3	20 000	0,55 mm	1,11 mm	0,96 mm ²
5	33 333	0,43 mm	0,86 mm	0,58 mm ²
7	46 666	0,36 mm	0,73 mm	0,41 mm ²
9	60 000	0,32 mm	0,64 mm	0,32 mm ²

Tableau 5- 8

diamètre utile du fil et section correspondante en fonction du rang de l'harmonique

Si nous utilisons un fil monobrin de 0,42 mm de diamètre pour la réalisation des bobines, la section du cuivre est de : $\pi D^2/4 = 0,138 \text{ mm}^2$. Cette section correspond à la section utile de l'harmonique 21. Il n'est donc pas nécessaire d'utiliser un fil de Litz.

Il a été décidé d'utiliser un fil monobrin, de diamètre 0,42 mm. Avec ce fil, le nombre de 110 spires a juste été atteint dans la place disponible au stator.

5.5 Montage du prototype

La liste des opérations à effectuer pour le montage du moteur est donnée ci-dessous : les niveaux représentent les degrés d'avancement du montage, sachant qu'aucune opération de niveau (i) ne peut être effectuée avant que le niveau (i-1) soit complet.

- **Niveau 1 :**
 - Découpe des tôles
 - Usinage de l'arbre
 - Usinage des entretoises
 - Usinage du carter
 - Usinage du couvercle
 - Usinage du couvercle du ressort et des butées.
- **Niveau 2 :**
 - Collage des tôles
 - Installation des buses pour la pulvérisation d'huile
- **Niveau 3 :**
 - Enrobage du rotor
 - Bobinage et enrobage du stator
- **Niveau 4 :**
 - Assemblage du rotor
 - Assemblage du stator sur le carter
- **Niveau 5 :**
 - Equilibrage de l'ensemble tournant
- **Niveau 6 :**
 - Montage de la partie tournante sur le carter et pose du couvercle
- **Niveau 7 :**
 - Montage des supports du moteur
 - Montage et réglage du système de précontrainte
 - Montage du bornier et câblage
- **Niveau 8 :**
 - Mise au point de l'aspiration et de la pulvérisation de l'huile
 - Rodage des roulements

CHAPITRE 6

—

Performances Dynamiques d'un Nouveau Procédé de Fabrication de Rotor et Caractérisation Expérimentale de Deux Prototypes Ultra-Rapides

Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons d'abord un nouveau procédé de fabrication du rotor du moteur à réluctance variable et double saillance qui permet des gains importants sur les performances de la machine.

Puis nous présentons les résultats expérimentaux obtenus lors d'essais effectués avec les prototypes.

6.1 Performances Dynamiques d'un Nouveau Procédé de Fabrication de Rotor

6.1.1 Introduction

Un moteur électrique est fondamentalement constitué de trois parties :

- 1) un ou plusieurs circuits magnétiques,
- 2) un ou plusieurs circuits électriques,
- 3) une structure mécanique.

Une innovation sur ces moteurs doit faire évoluer l'une de ces trois parties, afin qu'il en résulte si possible une action favorable sur les autres parties.

Les électrotechniciens s'attachent essentiellement à l'étude des parties n°1 et 2. La partie n° 3 concerne essentiellement les mécaniciens.

Une innovation intéressante doit coupler les études électrotechnique et mécanique.

L'idée proposée pour faire évoluer les prototypes étudiés dans ce travail consiste à faire évoluer la conception de la structure mécanique, avec une retombée favorable sur le circuit magnétique.

Le résultat obtenu est une augmentation de la puissance massique :

- soit par augmentation de la vitesse périphérique à vitesse constante,
- soit par augmentation de la vitesse à rayon constant.

6.1.2 Analyse de la structure électromécanique classique du rotor de machine à réluctance variable

La structure mécanique habituelle d'un moteur est principalement organisée autour d'un arbre qui sert à transmettre le couple produit par le moteur : cet arbre traverse de part en part la structure magnétique.

Cette manière de procéder présente des inconvénients du point de vue magnétique et du point de vue mécanique.

6.1.2.a Point de vue magnétique

➤ arbre faiblement ferromagnétique

Le flux magnétique traversant l'entrefer du moteur transite nécessairement par la partie magnétique intérieure évidée du rotor. La présence de l'arbre, généralement de faible qualité magnétique, provoque en pratique :

- une diminution de la section offerte au passage du flux,
- et/ou une augmentation de l'inductance en opposition,
- une déformation des lignes de flux,

ce qui contribue à accroître la réluctance du circuit magnétique rotorique du moteur.

➤ arbre de bonne qualité ferromagnétique

Si l'arbre a une bonne qualité magnétique :

- ses qualités mécaniques sont médiocres (acier doux), de telle sorte que, pour une même rigidité, il faut augmenter son diamètre, ce qui a pour effet d'aggraver les concentrations de contraintes au voisinage du trou (cf. étude mécanique 3^{ème} Partie § 5.2.2.b),
- il n'est pas possible de diminuer l'épaisseur de la tôle (Figure 5- 19) : $(\text{diamètre intermédiaire} - \text{diamètre intérieur})/2$, sans augmenter les concentrations de contraintes, et donc il en résulte globalement une augmentation de l'inductance en opposition.

6.1.2.b Point de vue mécanique

Le passage de l'arbre nécessite la présence d'un trou au centre du rotor : cette structure sans incidence pour un moteur à faible vitesse, devient un lieu de concentration des contraintes dues à la force centrifuge (voir modélisation sous COSMOS/M dans la 3^{ème} Partie).

Une nouvelle modélisation sous COSMOS/M à partir de tôles non percées en leur centre a montré que la même machine, sans arbre traversant, peut atteindre des vitesses de rotation bien supérieures : en effet, les figures suivantes permettent de comparer les contraintes à 200.000tr/min dans les tôles percées (contraintes maximum de 488 MPa) avec celles à 250.000 tr/min dans les tôles non percées (contraintes maximum de l'ordre de 200 MPa dans la même zone de la tôle).

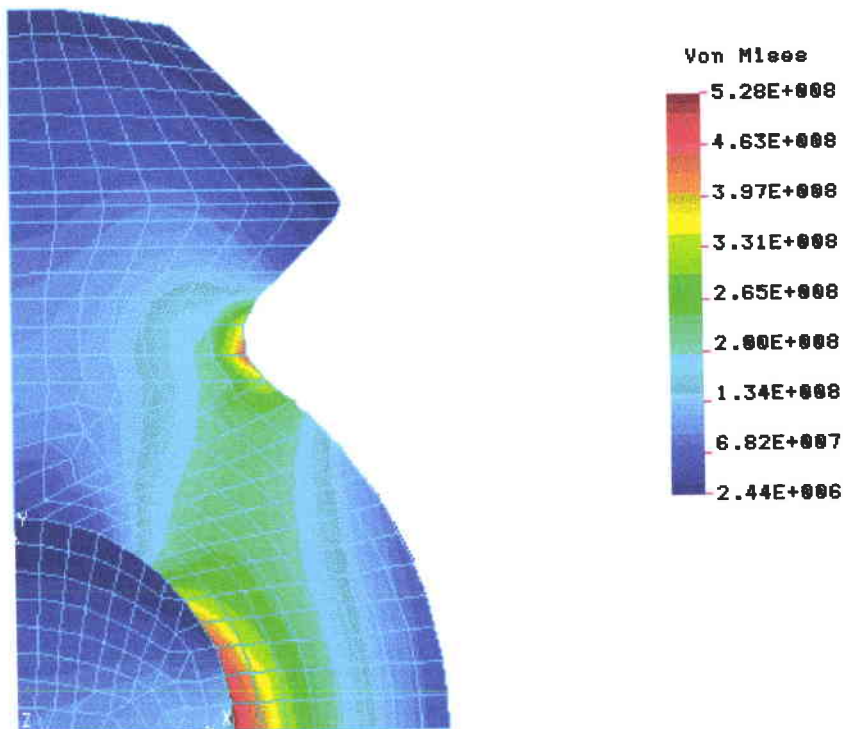


Figure 6-1

Contraintes dans le rotor dans cas d'un frettage de 1 μ m à 200 000 tr/min

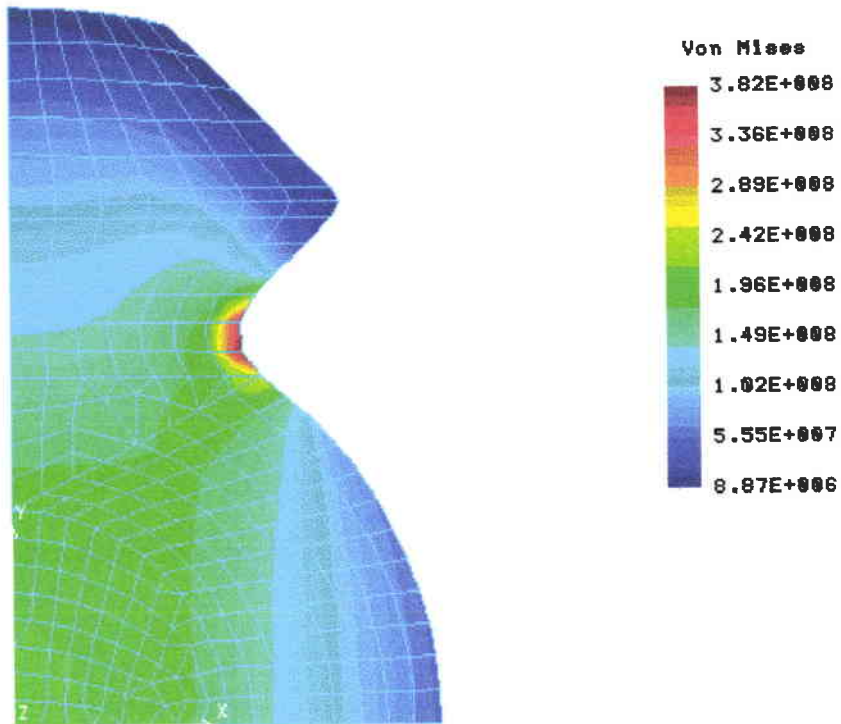


Figure 6- 2

Rotor sans alésage soumis à la vitesse de rotation de 250 000 tr/min

6.1.3 Présentation d'une nouvelle structure de rotor sans arbre traversant

Dans le cas d'un rotor bipolaire, la suppression de l'arbre traversant est possible avec la structure suivante :

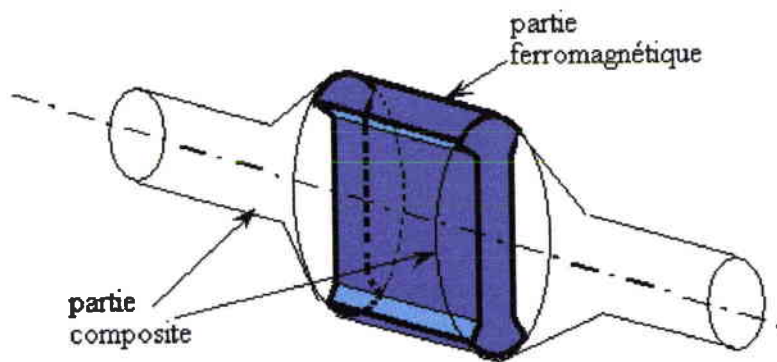


Figure 6- 3

Rotor bipolaire sans arbre traversant

Dans le cas d'un rotor tétrapolaire, on obtient la structure suivante :

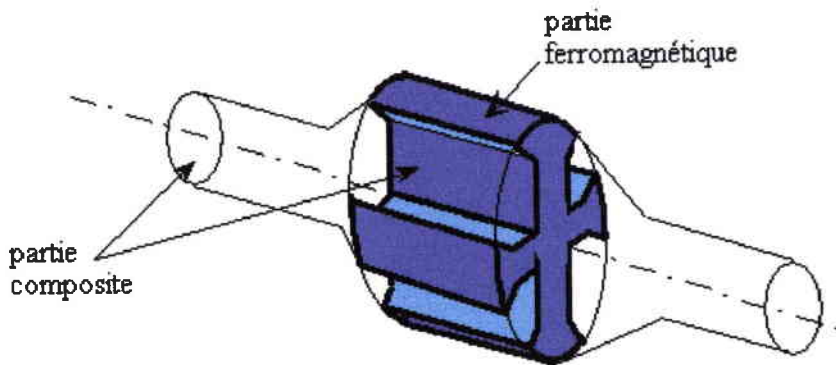


Figure 6- 4
Rotor tétrapolaire sans arbre traversant

Il s'agit d'une machine à rotor composite : le rotor composite est réalisé d'une seule pièce dans un matériau composite amagnétique à haute tenue mécanique. Cette pièce unique comporte une partie centrale de forme sensiblement cylindrique incluant le circuit magnétique rotorique, et deux parties d'axe situées respectivement aux deux extrémités axiales de cette partie centrale.

Ainsi, avec cette nouvelle structure mécanique, l'obstacle à la circulation du champ magnétique constitué par l'arbre est éliminé.

On obtient alors :

- un raccourcissement des lignes de flux magnétique,
- une augmentation de l'inductance en conjonction,
- une diminution de l'inductance en opposition (par augmentation de l'entrefer),
- une diminution des pertes électromagnétiques,
- une diminution de l'échauffement de l'axe,
- une diminution significative de l'inertie du rotor tout en procurant une rigidité comparable à celle de l'acier,
- une augmentation de la puissance massique,
- une structure favorable pour contribuer à minimiser les pertes aérodynamiques,
- une forte diminution des contraintes au centre de la tôle.

La conséquence de cette innovation est une augmentation de la vitesse périphérique. Il y a donc deux directions à explorer expérimentalement :

- augmentation du diamètre du rotor à vitesse constante,
- augmentation de la vitesse de rotation à diamètre constant.

Cette structure n'a pas encore été réalisée, mais elle a donné lieu à un dépôt de brevet [50] : l'objectif de l'étude présentée dans ce mémoire était de valider le principe de la réluctance variable pour les hautes vitesses de rotation. Nous avons

décidé de construire des prototypes de conception classique, et de réserver l'amélioration proposée ci-dessus à des versions ultérieures des prototypes.

6.2 Caractérisation Expérimentale Electromagnétique

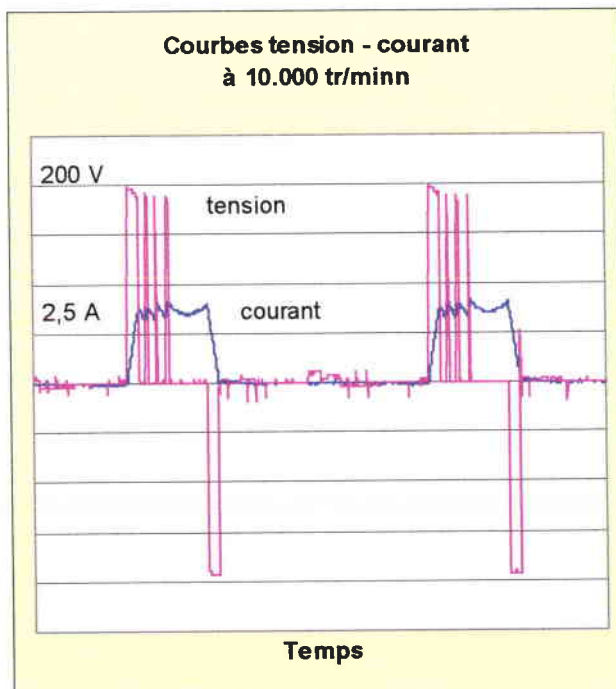
6.2.1 Courbes des tensions et des courants

Les essais ont été effectués sur le prototype dont l'entrefer est de 0,4 mm.

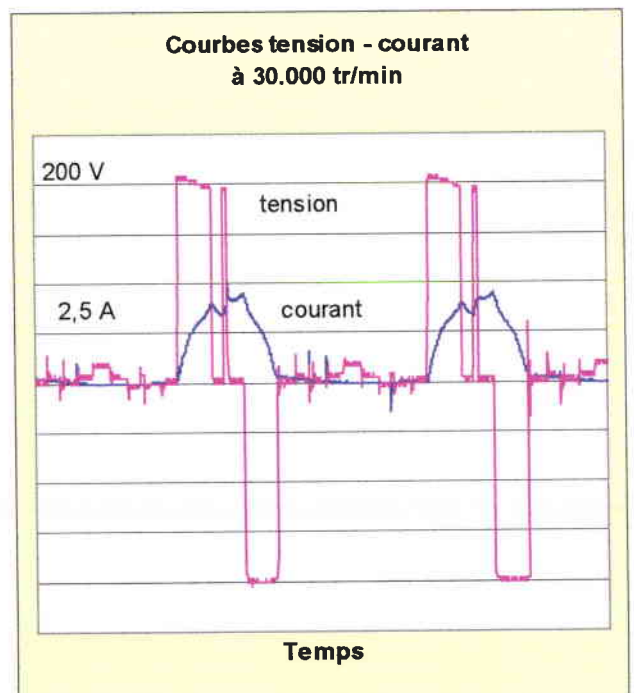
La Figure 6- 5 montrent les différentes courbes de tension et de courant dans une phase en fonction du temps, pour différentes vitesses de rotation. La vitesse maximum que nous avons pu atteindre est de 110 000 tr/min. Au-delà de cette vitesse, le moteur décroche, la synchronisation n'étant plus assurée de façon stable. A ce jour, nous n'avons pas été en mesure de rendre opérationnel le traitement d'information par Digital Signal Processor (DSP) pour réaliser la commande synchronisée.

Les relevés ont été effectués pour les cinq vitesses de rotation suivantes :
10 000, 30 000, 60 000, 88 000 et 110 000 tr/min.

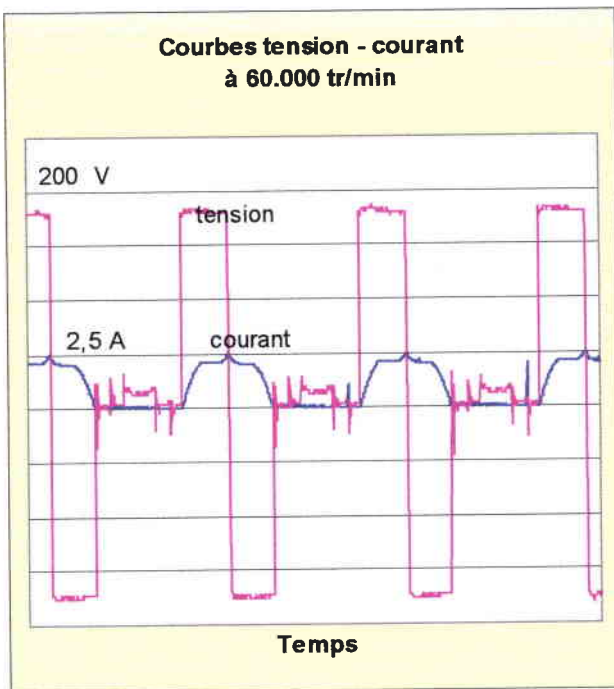
Les courbes respectivement obtenues sont celles des figures 6-5 (a) à (e).



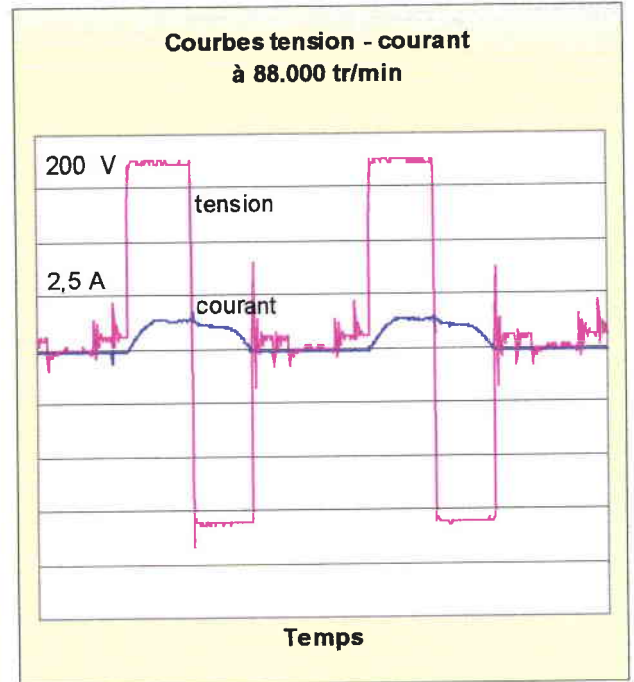
(a)



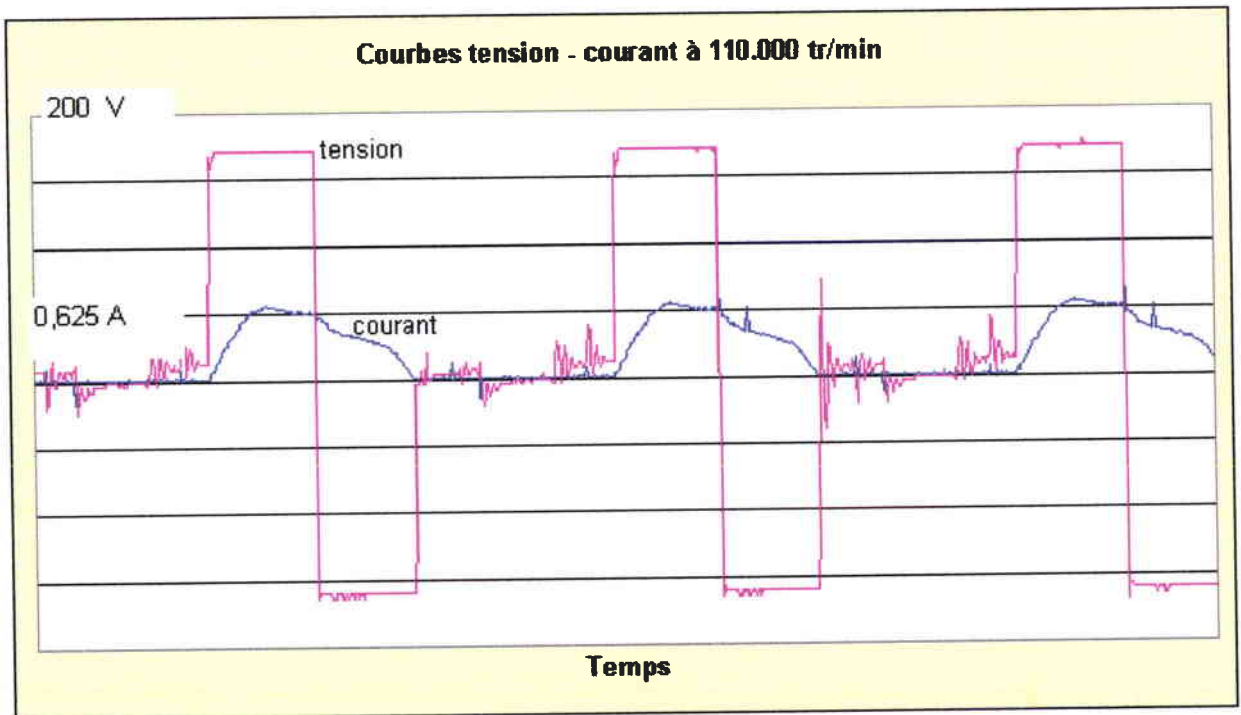
(b)



(c)



(d)



(e)

Figure 6- 5
Courbes des courants et tensions d'alimentation
d'une phase du prototype 0,4 mm

Nous pouvons faire les observations suivantes :

- la Figure 6- 5 (a) et la Figure 6- 5 (b) montrent bien l'existence d'une Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) à basse vitesse, qui permet de réguler la valeur maximum du courant injecté dans la phase,
- l'onde de tension présente un palier négatif correspondant à la durée de la conduction des diodes de roue libre du pont asymétrique,
- la Figure 6- 5 (c) à (e) montre qu'il n'y a plus besoin de MLI, puisque le courant n'atteint plus la valeur maximum. Au contraire, la valeur maximum atteinte par le courant dans la phase décroît lorsque la vitesse de rotation augmente, puisque le temps laissé à la montée du courant diminue. Il en résulte que le couple diminue, et que à 110 000 tr/min, le couple ne permet plus d'assurer le synchronisme. Il serait probablement possible d'atteindre des vitesses supérieures à 110 000 tr/min si nous disposions d'une alimentation suffisante.
- d'après les modélisations du Chapitre 5, Figure 5- 34, nous avons prévu les fréquences de résonance du stator. Nous pouvons trouver les vitesses de rotation correspondantes en nous rappelant que le stator a 6 dents. Le stator reçoit donc 6 impulsions par tour, et pour une fréquence de résonance f , la vitesse de rotation correspondante n en tr/s est donc égale à :

$$n = \frac{f}{6} \quad (6-1)$$

Et si N est la vitesse de rotation en tours par minute :

$$N = 60.n = 10.f \quad (6-2)$$

Pour arriver à 110 000 tr/min, nous avons donc franchi deux des fréquences de résonance du stator calculées, à savoir 33 780 tr/min et 100 800 tr/min.

6.2.2 Caractéristiques (flux total / courant) à l'arrêt

Pour déterminer les caractéristiques (flux total/courant) des deux prototypes, nous avons alimenté une phase seule par un courant de fréquence 50 Hz. Une première série de mesures a été effectuée avec une position angulaire du rotor bloquée à 0° (conjonction), puis une deuxième série à 60° (opposition).

Le courant injecté dans la phase a une valeur maximum de 9 A.

Nous avons mesuré la f.é.m. induite dans les deux spires à l'aide d'un oscilloscope, puis calculé l'intégrale de cette tension pour trouver le flux. La mesure du flux est donc indirecte.

Les résultats expérimentaux sont donnés Figure 6- 6 ci-dessous. Sur cette figure sont tracés :

- en bleu, les résultats expérimentaux, à savoir :
 - la courbe du flux total dans les deux bobines d'une phase (220 spires) en fonction du courant injecté dans ces bobines, pour la position alignée (0°). Le flux dans une section droite du fer est donc 220 fois plus petit que les valeurs indiquées en ordonnée et les ampères tours sont 220 fois plus grands que les valeurs indiquées en abscisse,
 - la même courbe en position décalée de 60° ,
- en rouge, les mêmes courbes respectivement, obtenues par le calcul avec FLUX2D (Chapitre 5).

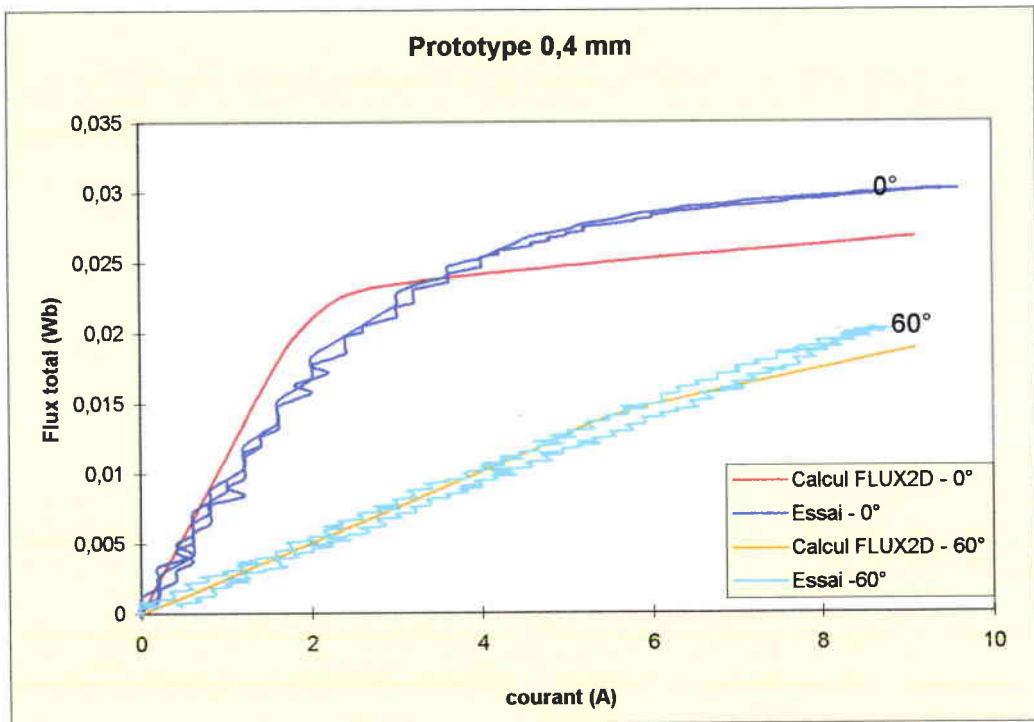


Figure 6- 6
courbes Flux-Courant
Comparaison des résultats expérimentaux
et des résultats du calcul avec FLUX2D

L'analyse de cette figure permet de montrer :

- une bonne cohérence entre résultats expérimentaux et résultats du calcul pour la position 60° ,

- une cohérence un peu moins bonne pour la position 0° : cette moindre cohérence est due à l'utilisation d'une caractéristique magnétique approximative lors des modélisations avec FLUX2D. Cette approximation est imposée par le logiciel FLUX2D : il ne permet pas l'utilisation directe de la caractéristique magnétique réelle du matériau utilisé, mais impose une caractéristique approximative dans le logiciel, qui est donc un peu différente de la réalité. Toutefois, nous observons que les surfaces comprises entre les courbes à gauche et à droite de leur point de croisement sont du même ordre de grandeur ; cette remarque nous sera utile lors du calcul du couple.

Les résultats obtenus avec le prototype 0,3 mm ne présentent pas de différence significative par rapport aux précédents.

Des mesures indirectes du flux effectuées à partir de la tension aux bornes des bobines d'une phase permettent d'estimer le coefficient de fuite de flux "a" a la valeur suivante :

$$a = \frac{\text{Flux total dans la bobine}}{\text{Flux dans l'entrefer}} = 1,156 \quad (6-3)$$

6.2.3 Caractéristiques (flux total/courant) en rotation

Nous allons maintenant nous intéresser à la déformation de la caractéristique (flux total/courant) lorsque le moteur tourne. Nous commençons à alimenter la phase observée lorsque le rotor se trouve en position d'opposition (à 60 °). Lorsque le rotor tourne, le point de fonctionnement évolue dans le plan (flux/courant) entre les caractéristiques statiques montrées à la Figure 6- 6, jusqu'à venir rejoindre la caractéristique statique en conjonction (0°). A cet instant, le courant dans la phase observée est maximum. Puis, la rotation se poursuivant, le point de fonctionnement rejoint la caractéristique en opposition pendant la décroissance du courant. La Figure 6- 7 montre trois cycles, pour différentes vitesses de rotation (60 000 tr/min, 88 000 tr/min et 110 000 tr/min).

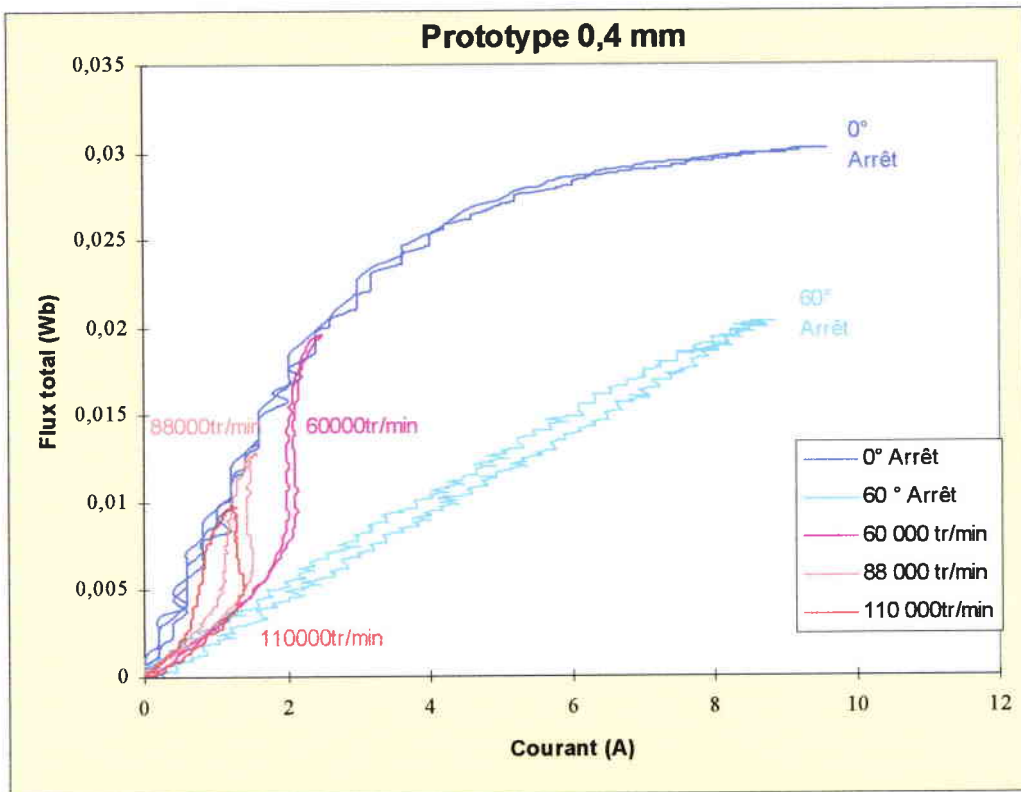


Figure 6- 7

Cycles décrit par le point de fonctionnement magnétique

Nous pouvons observer sur cette figure que l'aire du cycle, qui est égale à l'énergie utilisée par le prototype au cours de sa rotation, est faible par rapport à la surface totale disponible entre les courbes. Ce résultat est normal, puisque le prototype fonctionne à vide.

De plus, l'aire de chaque cycle augmente lorsque la vitesse augmente, puisque les pertes augmentent avec la vitesse. Le Tableau 6- 1 montre les résultats déduits de cette observation : à partir du calcul des aires des cycles de la Figure 6- 7, nous calculons les pertes mécaniques consommées respectivement à chacune des vitesses des essais par la relation suivante :

$$\text{Pertes mécaniques} = \text{aire d'un cycle} * \text{nombre de cycles par seconde} \quad (6-4)$$

$$\text{Pertes mécaniques} = \text{aire d'un cycle} * 6 * N / 60 \quad (6-5)$$

avec N : vitesse de rotation en tr/min

	60 000 tr/min	88 000 tr/min	110 000 tr/min
Aire d'un cycle (J)	$0,76 \cdot 10^{-3}$	$2,75 \cdot 10^{-3}$	$3,7 \cdot 10^{-3}$
Pertes mécaniques (W)	4,6	24,2	40,7

Tableau 6- 1

Pertes mécaniques déduites des cycles flux/courant

6.3 Détermination du couple

A partir des résultats précédents, nous pouvons maintenant calculer le couple du prototype 0,4 mm : pour cela, nous reprenons l'expression donnée en (4-13).

Pour un courant maximum de 8,8 A, les résultats des calculs sont les suivants :

- (Rappel)
 - Aire du cycle déterminée avec FLUX2D : 94,7 mJ
 - Couple déterminé avec FLUX2D : $C = 90,4 \text{ N.mm}$
- Aire du cycle déterminée à partir des essais : 104 mJ
 - Couple calculé à partir des essais : $C = 99,1 \text{ N.mm}$

Comme nous pouvions le prévoir à partir de la Figure 6- 6, ces résultats sont proches (10 %), puisque les aires comprises entre la courbe calculée par FLUX2D et la courbe tracée à partir des essais sont voisines, mais de signes contraires.

Les résultats obtenus pour le prototype 0,3 mm ne présentent pas de différence significative.

Le fait d'obtenir les mêmes résultats pour les deux prototypes confirme l'hypothèse faite lors de la modélisation sous FLUX2D selon laquelle la saturation des dents du stator masque l'effet de la variation d'entrefer de 0,3 à 0,4 mm.

6.4 Estimation des pertes mécaniques

Une série d'essais a permis d'obtenir l'estimation des pertes mécaniques en fonction de la vitesse de rotation par une deuxième méthode : nous avons mesuré la puissance absorbée par le prototype en fonction de la tension d'alimentation à vitesse constante. Nous avons effectué cet essai pour quatre vitesses différentes.

La plage expérimentale pour une vitesse donnée est limitée :

- du côté des basses tensions par un décrochage dû au manque de couple,
- du côté des hautes tensions par les possibilités de l'alimentation.

Les résultats sont présentés Tableau 6- 2 et Figure 6- 9 où l'on voit :

- en bleu, les points mesurés,
- en rouge pointillé, les courbes de tendance. Les coefficients de corrélations sont supérieurs à 0,99 pour les trois premières courbes, et à 0,98 pour la quatrième.

Vitesse 30000 tr/min		Vitesse 60000 tr/min	
Tension (V)	Puissance absorbée (W)	Tension (V)	Puissance absorbée (W)
30,3	4,6	37,3	8,4
49,3	9,4	50,0	9,7
70,4	17,2	69,3	12,3
90,9	28,2	90,3	16,3
109,8	42,9	109,3	20,8
Vitesse 88000 tr/min		Vitesse 110000 tr/min	
59,0	20,1	120,0	43,2
70,0	20,0	130,0	44,2
90,0	21,6	140,0	45,8
110,0	24,9	156,0	48,0
130,0	28,5		
157,0	33,0		

Tableau 6- 2

Puissances absorbées en fonction de la tension pour différentes vitesses

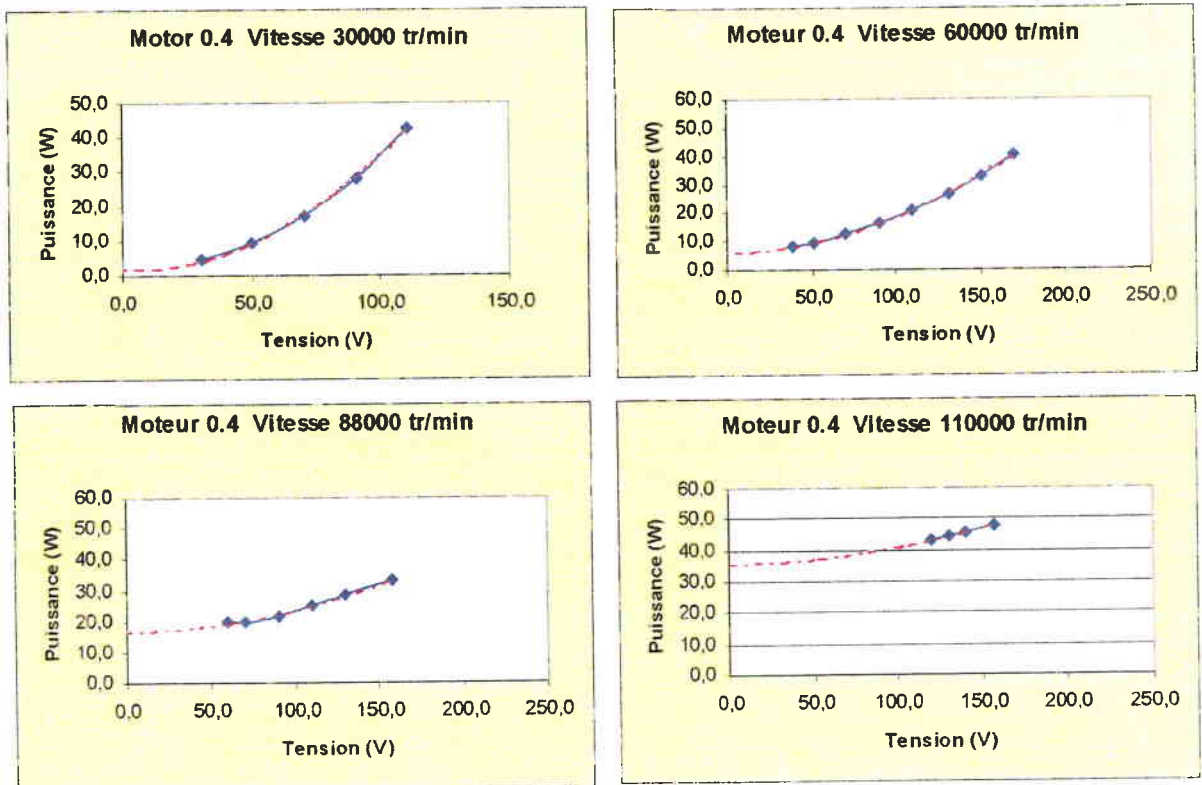


Figure 6- 8

Courbes puissance absorbée en fonction de la tension d'alimentation à vitesse constante

Les ordonnées à l'origine relevées sur les courbes de tendance sont égales aux pertes mécaniques aux vitesses considérées, puisque, à tension nulle, les autres pertes disparaissent. Ces valeurs sont reportées Tableau 6- 3 :

Vitesse (tr/min)	Pertes mécaniques (W)
30 000	2
60 000	6,2
88 000	17
110 000	36

Tableau 6- 3

Pertes mécaniques en fonction de la vitesse de rotation

En comparant ces résultats avec ceux du Tableau 6- 1, nous constatons une bonne corrélation pour les vitesses de 60 000 tr/min et 110 000 tr/min (de l'ordre de 10 % d'écart). Pour 88 000 tr/min, l'écart entre les valeurs est plus fort (de l'ordre de 30 % d'écart).

Nous extrapolons maintenant ces résultats vers les hautes vitesses : nous traçons les pertes mécaniques (Tableau 6- 1 et Tableau 6- 3) en fonction de la vitesse de rotation (Figure 6- 9).

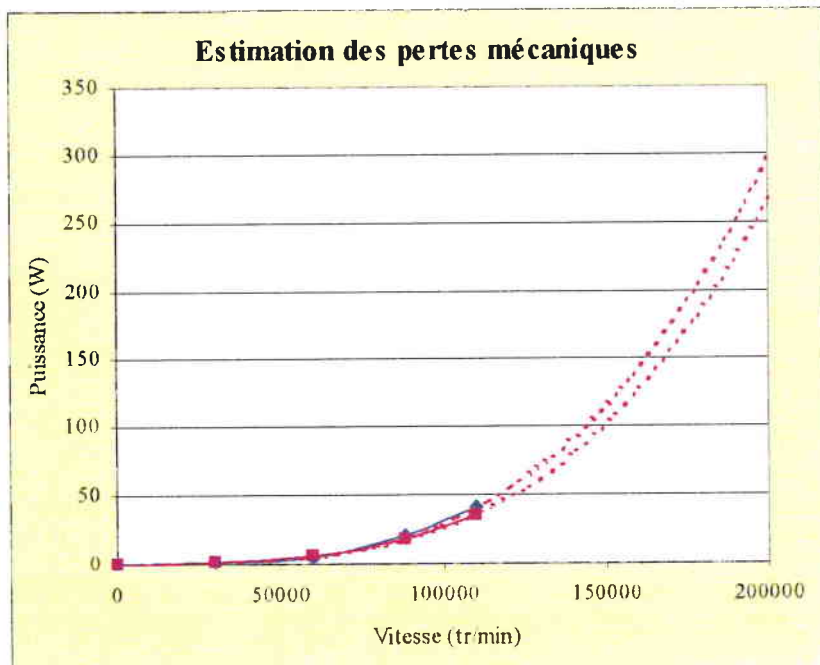


Figure 6- 9

Estimation des pertes mécaniques à 200 000 tr/min
par extrapolation des valeurs mesurées

Ces courbes donnent une fourchette d'estimation des pertes mécaniques vers les vitesses plus élevées.

Conclusion

Les résultats expérimentaux présentés dans ce chapitre montrent une bonne cohérence entre les modélisations et les mesures. A ce jour, nous n'avons pas été en mesure d'effectuer les essais pour déterminer les fréquences critiques des prototypes. D'autre part, une modification de la conception des prototypes est à l'étude pour permettre l'application d'un couple de charge.

Références Bibliographiques de la Troisième Partie

Chapitre 5:

B. Multon, *"Conception et alimentation électronique des machines à réluctance variable à double saillance"*, rapport de synthèse présenté à l'ENS CACHAN en vue d'obtenir l'habilitation à diriger des recherches, 17 mai 94.

D. Bonot *"Etude du dimensionnement d'une machine à réluctance variable autopilotée"*, Mémoire Ingénieur C.N.A.M. 1990.

J.L. Andriafimidy, R. Vives Fos *"Predetermination of the electromagnetic losses in high speed electrical machines : application to switched reluctance motor"* IEEE Oxford, sept 1993.

L. Miranda, B. Jourdain Mémoire de Projet de Fin d'Etudes, ENIM 1997.

E. Hoang *"Contribution à la conception d'un moteur à réluctance d'entraînement de broche et de son convertisseur statique"* Rapport DEA-LESIR ENS Cachan juin 1991.

Brevet xxx P9600423

Akira CHIBA, Tadashi FUKAO *"A Closed-Loop Operation of Super High-Speed Reluctance Motor for Quick Torque Response"*, Conference Record, IEEE-IAS Annual Meeting, Atlanta, Oct. 1987.

CONCLUSION GENERALE

Cette thèse s'est développée au sein du G.R.E.A. (Groupe de Recherche en Electromécanique Avancée), qui regroupe un centre de recherche à l'Université Polytechnique de Valencia et un centre de recherche au sein du L.G.I.P.M. de l'E.N.I. de Metz, ainsi que plusieurs partenaires industriels franco-espagnols (INGOVI, INDIELEC, GANAL en Espagne, S2M en France).

L'objectif de l'étude a été d'identifier les besoins actuels en électrobroches rapides pour l'usinage à grande vitesse, de les comparer avec l'existant, d'identifier des axes de recherche à explorer pour répondre aux besoins ; ensuite, un travail de synthèse exhaustif a été réalisé en ce qui concerne les performances et recherches actuelles, sur différents procédés électromécaniques pour les grandes vitesses de rotation. Le savoir-faire électromécanique actuel en grande vitesse de rotation ne comble pas les besoins en électrobroches, ce qui justifie nos travaux de recherche. Après avoir validé la faisabilité du mode de génération d'efforts magnétiques à réluctance variable à double saillance, sur deux prototypes à très haute vitesse de rotation, nous avons proposé une nouvelle technologie de rotor sans axe traversant, en vue d'une augmentation de la vitesse périphérique, et de la puissance massique, qui a fait l'objet d'un dépôt de brevet.

La première partie du travail de recherche a conduit à une identification du niveau de performances des électrobroches actuelles et à une comparaison avec les besoins. Ce travail a permis d'identifier trois points critiques :

- A. – Concernant les paliers, les besoins se posent en termes de rigidité, de positionnement dynamique, de stabilité thermique, de durée de vie et de consommation de puissance.
- B. – Besoins en termes de puissance et de vitesse de rotation plus élevée de la broche, particulièrement sévères pour le procédé de fraisage, à cause des chocs et de la variété potentielle d'outils utilisables.
- C. – Besoins en termes de puissance massique élevée pour des électrobroches embarquées, afin de faciliter les régimes dynamiques (contournage quand l'outil est au contact de la matière et grands déplacements).

Cette première partie nous montre que les besoins ne peuvent être comblés que grâce à une amélioration des performances des procédés assurant la conversion électromécanique directe d'énergie.

La deuxième partie présente des performances de procédés électromécaniques actuels pour la grande vitesse en vue de répondre aux besoins énoncés dans la première partie. Le travail de recherche effectué nous a conduits à :

A. – Une synthèse sur les travaux menés à propos des technologies à paliers magnétiques actifs :

- . paliers intégrés à base de matériaux ferromagnétiques
- . paliers supraconducteurs

B. – Une synthèse sur les performances inhérentes à la qualité de la conversion électromécanique en ce qui concerne la commande sans capteur et le procédé d'alimentation et de contrôle direct du couple.

Dans cette partie, on a démontré que le savoir-faire en grande vitesse de rotation ne répond pas aux exigences des besoins exprimés dans la première partie, surtout en termes de paliers et de puissance massique. Ceci justifie bien les différentes recherches qui sont menées en Europe et surtout au Japon en ce qui concerne les procédés électromécaniques de paliers magnétiques intégrés, ainsi que les recherches sur les paliers supraconducteurs actifs, menées fondamentalement au Japon en collaboration avec les USA, pour le domaine de la machine-outil.

La troisième partie présente l'exploration de la technologie à réluctance variable qui a été réalisée dans ce travail : conception, modélisation magnétique et mécanique, fabrication de deux prototypes ultrarapides à réluctance variable et double saillance, et enfin les mesures expérimentales en boucle ouverte jusqu'à 120.000 tr/min. A ce jour, la mise en œuvre d'une commande sans capteur est en cours de réalisation afin d'atteindre des vitesses plus élevées avec de meilleures performances en termes de conversion d'énergie.

PERSPECTIVES FUTURES DE RECHERCHE :

1.- Pour les paliers magnétiques intégrés à base de matériaux ferromagnétiques : étude de fonctionnements dynamiques extrêmes en charge à grande vitesse, sachant que des tests en charge sont aujourd'hui obtenus au Japon jusqu'à 12.000 tr/min et 20 N.mm, avec une technologie synchrone à réluctance. Faisabilité d'emploi des capteurs angulaires sur paliers intégrés.

2.- Etude de paliers supraconducteur TOUT supraconducteur en vue d'une application aux électrobroches de forte puissance et haute vitesse de rotation : des résultats expérimentaux obtenus dernièrement par des chercheurs japonais et américains sont prometteurs en ce qui concerne les valeurs de rigidités dynamiques obtenues, semblables à celles des paliers magnétiques actifs à base de matériaux ferromagnétiques.

3.- Des études de commande pour une amélioration des performances de positionnement à grande vitesse et fortes accélérations.

4.- Etude, réalisation et expérimentation du procédé de rotor sans axe traversant en vue d'obtention de puissance massique plus élevée et de grande vitesse de rotation ; évolution de ce procédé avec d'autres matériaux composites.

5.- Mise en œuvre et faisabilité industrielle des techniques sans capteur à grande vitesse.

6.- Caractérisation expérimentale de l'électrobroche sous conditions de coupe, afin de mieux connaître le « vrai » comportement dynamique de l'entraînement global, en vue du diagnostic du système mais aussi en vue d'une amélioration dans la conception de celui-ci.

7. – Recherche d'outils magnéto-mécaniques qui permettent de caractériser et donc de prédire numériquement, et finement, le comportement dynamique de tout l'entraînement du système : broche + outil de coupe.

Toutes ces recherches demanderont une forte synergie entre différentes disciplines des sciences de l'ingénieur et des sciences des matériaux. Elles devront être conduites en association avec les industriels spécialisés dans le domaine, compte tenu des enjeux économiques et stratégiques de ces technologies.