



HAL
open science

Conception, modélisation et expérimentation de moteurs-freins intégrés à réluctance variable et à courants de Foucault

Antoine Lesobre

► **To cite this version:**

Antoine Lesobre. Conception, modélisation et expérimentation de moteurs-freins intégrés à réluctance variable et à courants de Foucault. Sciences de l'ingénieur [physics]. École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2001. Français. NNT: . tel-00448101

HAL Id: tel-00448101

<https://theses.hal.science/tel-00448101>

Submitted on 18 Jan 2010

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.

**THESE de DOCTORAT
de l'ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN**

Spécialité :

Génie Electrique

présentée par

Antoine LESOBRE

pour obtenir le grade de DOCTEUR de l'ENS de CACHAN

Sujet de la thèse :

**Conception, modélisation et expérimentation
de moteurs-freins intégrés à réluctance variable
et à courants de Foucault**

DIFFUSION RESTREINTE

soutenue le 22 mars 2001 devant le jury composé de :

M. F. BOUILLAULT	Président
M. F. PIRIOU	Rapporteur
M. D. MATT	Rapporteur
M. B. NOGAREDE	Examineur
M. D. DRECQ	Examineur
M. R. BARRUE	Examineur
M. A.H. BEN AHMED	Examineur

Réalisée au :

Laboratoire d'Electricité, Signaux et Robotique (CNRS UPRESA 8029)
Ecole Normale Supérieure de Cachan
61, Avenue du Président Wilson
94235 CACHAN Cedex

et à :

Borghì Saveri France (BSF) du groupe D2T
Z.A. de Trappes - Elancourt
11, rue Denis Papin
78190 TRAPPES

**THESE de DOCTORAT
de l'ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN**

Spécialité :

Génie Electrique

présentée par

Antoine LESOBRE

pour obtenir le grade de DOCTEUR de l'ENS de CACHAN

Sujet de la thèse :

**Conception, modélisation et expérimentation
de moteurs-freins intégrés à réluctance variable
et à courants de Foucault**

DIFFUSION RESTREINTE

soutenue le 22 mars 2001 devant le jury composé de :

M. F. BOUILLAULT	Président
M. F. PIRIOU	Rapporteur
M. D. MATT	Rapporteur
M. B. NOGAREDE	Examineur
M. D. DRECQ	Examineur
M. R. BARRUE	Examineur
M. A.H. BEN AHMED	Examineur

Réalisée au :

Laboratoire d'Electricité, Signaux et Robotique (CNRS UPRESA 8029)
Ecole Normale Supérieure de Cachan
61, Avenue du Président Wilson
94235 CACHAN Cedex

et à :

Borghì Saveri France (BSF) du groupe D2T
Z.A. de Trappes - Elancourt
11, rue Denis Papin
78190 TRAPPES

REMERCIEMENTS

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au Laboratoire d'Electricité, Signaux et Robotique (LESiR) de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan et dans l'entreprise Borghi Saveri France (BSF) du groupe D2T.

Je remercie Monsieur Jean-Paul LOUIS, professeur à l'ENS Cachan et directeur du LESiR, pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire.

Je remercie particulièrement Monsieur Daniel DRECQ, président du groupe D2T, pour m'avoir confié ce travail aux objectifs clairs, en me laissant une grande liberté d'action et en me faisant pleinement confiance. De plus, qu'il soit remercié de m'avoir fait l'honneur de participer au jury.

Je remercie Monsieur Frédéric BOUILLAULT, professeur à l'université de Paris XI Orsay, d'avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

Je remercie Monsieur Francis PIRIOU, professeur à l'université de Lille I, et Monsieur Daniel MATT, maître de conférences à l'université de Montpellier II, habilité à diriger des recherches, d'avoir accepté la lourde charge de rapporter cette thèse.

Je remercie également Monsieur Bertrand NOGAREDE, professeur à l'INP Toulouse, du grand intérêt qu'il a porté à ce travail et d'avoir accepté de participer à ce jury, malgré les événements qui l'ont contraint à rester à Toulouse.

Je tiens à remercier Monsieur Richard BARRUE, professeur à l'ENS Cachan, responsable de l'équipe "matériaux magnétiques", pour avoir dirigé cette thèse d'une main de maître.

Je remercie également Monsieur Abdel Hamid BEN AHMED, maître de conférences à l'ENS Cachan, antenne de Bretagne, pour avoir encadré très efficacement cette thèse malgré une séparation physique de 300km. Je le remercie infiniment pour les nombreux aller-retour qu'il a effectués.

Je ne saurais oublier Monsieur Laurent PREVOND, maître de conférences au CNAM, pour ses nombreux conseils, et son sens aigu des "manips". Je n'oublierai pas non plus, Monsieur Clément RAMIARINJAONA, maître de conférences au CNAM, qui m'a lancé dans l'aventure.

Je tiens également à remercier tous ceux que j'ai côtoyés sur les deux sites et avec qui le contact est très bien passé :

notamment, tous ceux avec qui j'ai eu l'occasion de travailler au sein du groupe D2T comme Stéphane LAFOND, Philippe GUIGNARD et Christian BLONDY de BSF, Pierre JAFFRE et Pascal MOREL de SAEM et Remi SADON de D2T électronique.

l'équipe "actionneurs électriques" qui organise de nombreux "foot", ainsi que Jean LUCIDARME qui m'a reçu en 1996 quand je suis arrivé, fraîchement tondu, en tant que scientifique du contingent,

l'équipe "matériaux magnétiques" qui nous a apporté la fraîcheur des seuls éléments féminins du pôle génie électrique, le bureau 61bis, avec Emmanuel SEDDA, Edouard LAROCHE, Mondher BESBES et Vincent De OLIVEIRA pour leurs nombreuses discussions "constructives",

et tout le groupe des thésards (ou bien déjà docteurs) Yacine AMARA, Christophe PICOD, Jean-Baptiste DESMOULINS, Valérie LEGER, Johan MOULIN, ..., en y ajoutant les déjà très respectés Muriel DARCES et Francisco ALVES.

De plus, je tiens à remercier tout spécialement Mme Anne-Marie De VICENZI pour avoir eu le courage de corriger les fautes de ce manuscrit.

J'ajouterais à ces remerciements, Marilyne ELLAPIN pour sa bonne humeur et son sourire.

SOMMAIRE

INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 : GENERALITES SUR LES MACHINES DE CHARGE DE BANCS D'ESSAIS MOTEURS ET ETAT DE L'ART	6
INTRODUCTION	7
1.1 DESCRIPTION D'UN BANC D'ESSAIS DE MOTEURS THERMIQUES	8
1.2 LES MACHINES DE CHARGE NON-REVERSIBLES - BANCS D'ESSAIS "STATIQUES"	10
1.3 LES MACHINES DE CHARGE REVERSIBLES - BANCS D'ESSAIS "DYNAMIQUES"	20
1.4 ETUDE CRITIQUE ET AMELIORATIONS DES FREINS A COURANTS DE FOUCAULT EXISTANTS	26
CONCLUSION.....	41
CHAPITRE 2 : MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE DES FREINS A COURANTS DE FOUCAULT HOMOPOLAIRES.....	42
INTRODUCTION	43
2.1 PRESENTATION DE LA DEMARCHE DE MODELISATION DES FREINS	44
2.2 MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE DES MATERIAUX	50
2.3 MODELES MAGNETO-DYNAMIQUES LINEAIRES	57
2.4 VALIDATION NUMERIQUE DES MODELES LINEAIRES.....	68
2.5 MODELES MAGNETO-DYNAMIQUES SATURES	76
2.6 INFLUENCE DES LIMITES TRANSVERSALES SUR LES COURANTS DE FOUCAULT.....	86
2.7 VALIDATION EXPERIMENTALE DES MODELES	90
CONCLUSION.....	97
CHAPITRE 3 : ETUDE PARAMETRIQUE ET DIMENSIONNEMENT DES FREINS A COURANTS DE FOUCAULT HOMOPOLAIRES	98
INTRODUCTION	99
3.1 CHOIX DES MATERIAUX.....	100
3.2 ETUDE PARAMETRIQUE PAR DES MODELES THEORIQUES	107
3.3 ETUDE PARAMETRIQUE EMPIRIQUE	116
3.4 DIMENSIONNEMENT D'UN FREIN	119
CONCLUSION.....	128
CHAPITRE 4 : ETUDE TOPOLOGIQUE DES MOTEURS – FREINS.....	129
INTRODUCTION	130
4.1 PRESENTATION DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE	131
4.2 DIFFERENTES STRUCTURES DE MOTEURS - FREINS.....	138
4.3 ETUDE DES CARACTERISTIQUES DES MOTEURS-FREINS EN 220 KW	142
CONCLUSION.....	154

CHAPITRE 5 : CONCEPTION ET EXPERIMENTATION D'UNE MAQUETTE DE MOTEUR – FREIN INTEGRE.....	155
INTRODUCTION	156
5.1 DIMENSIONNEMENT DE LA MAQUETTE.....	157
5.2 LA MAQUETTE DU MOTEUR – FREIN INTEGRE.....	168
5.3 PERFORMANCES THEORIQUES DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE.....	172
5.4 ESSAIS DE LA MAQUETTE	179
CONCLUSION.....	200
CONCLUSION ET PERSPECTIVES	201
ANNEXES	206
NOTATIONS	215
BIBLIOGRAPHIE	219
RESUME	225

INTRODUCTION

Dans un secteur aussi concurrentiel que l'automobile et indirectement le moteur thermique, chaque constructeur cherche en permanence à améliorer la fiabilité et les performances de ses moteurs. Les évolutions les plus récentes des moteurs thermiques sont dues à de nombreuses études réalisées à l'aide de moyens de simulations de plus en plus puissants, mais surtout grâce à des tests complets avec des moyens d'essais appropriés. Ainsi, les bancs d'essais sont aujourd'hui complètement automatisés pour une gestion sécurisée des séquences d'essais. Ils permettent d'assurer le fonctionnement du moteur thermique suivant des cycles pré-établis et d'effectuer simultanément les relevés de valeurs souhaitées (couple, vitesse, puissance, accélération, température, pression, ...). Concernant le banc de charge proprement dit, celui-ci peut être de deux types : banc statique ou dynamique. Le banc statique cherche à tester les performances des moteurs thermiques en régime de fonctionnement stabilisé. La fonction principale exigée du banc de charge est alors de type frein. Les bancs de charges dits bancs dynamiques permettent de reproduire le comportement routier d'un véhicule. La fonction supplémentaire exigée est alors de type moteur. La contrainte principale s'exprime dans ce cas, en terme de dynamique de couple et de puissance.

Dans ce cadre, le groupe D2T réunit des entreprises qui fournissent des services ou des produits concernant directement les bancs d'essais moteurs. Ainsi, l'entreprise Borghi Saveri France (BSF) commercialise le matériel de charge des bancs d'essais. La machine de charge la plus commune est le frein à courants de Foucault homopolaire de 220kW. Sa fabrication est faite en Italie par la société Borghi & Saveri. BSF en assure la vente en France. Cette dernière ne possédait donc pas à l'origine le savoir-faire suffisant pour assurer les améliorations nécessaires pour une plus grande souplesse d'utilisation, des régimes de fonctionnement "poussés" et enfin pour répondre à de nouvelles applications non-standard.

Le laboratoire d'électricité, signaux et robotique (LESiR) à travers son équipe "actionneurs électriques" travaille depuis une dizaine d'années sur la conception et le dimensionnement des machines électriques originales. Il en est de même pour les matériaux magnétiques sous contraintes mécaniques et thermiques à travers l'équipe « matériaux magnétiques ».

Ainsi, une première collaboration entre le LESiR et le groupe D2T s'est initiée en 1996. L'objectif principal était alors l'étude phénoménologique des freins actuels afin de trouver des explications scientifiques à des dysfonctionnements de certains freins existants (dérive incontrôlable en température, couple présentant une traînée importante, ...). Ainsi a commencé un stage de fin d'études [Monc 96] co-encadré par les deux contractants afin de mettre en évidence le fonctionnement électromagnétique du frein. En parallèle, une étude a été faite à D2T, sur le comportement thermique d'un frein en fonctionnement réel [Banc 96].

Le besoin d'un dimensionnement précis, la nécessité de maîtriser les techniques de conception et de réalisation et enfin l'exigence de l'amélioration des produits existants ont donné lieu à une seconde collaboration, plus forte, entre le laboratoire et D2T. L'objectif de cette collaboration était la modélisation électromagnétique des freins à courants de Foucault homopolaires et l'élaboration d'un premier modèle de pré-dimensionnement permettant de calculer, à géométrie et matériaux donnés, le couple et la puissance de freinage. Un premier travail a été réalisé à l'occasion d'un stage de DEA [Grac 97] qui a permis de développer un programme d'aide au dimensionnement basé sur des modèles magnéto-dynamiques linéaires approchés. Puis un second travail a été réalisé sur les aspects matériaux magnétiques. Des modèles électro-magnéto-thermiques ont alors été élaborés à partir de caractérisations expérimentales [Bray 98].

Les insuffisances très marquées des modèles magnéto-dynamiques linéaires développés, comparativement aux résultats des différents essais réalisés sur les freins existants, la nécessité

d'adjoindre une fonction supplémentaire de type moteur aux bancs de charges existants (banc de charges dynamiques) ont entraîné des études complémentaires et approfondies sur les freins. C'est donc à mi-parcours du contrat précédent que cette thèse, en financement CIFRE, a commencé avec pour but d'étudier les points suivants :

- En se basant sur les différentes études déjà menées et sur la caractérisation expérimentale des freins existants, établir une étude critique de ces derniers et proposer des améliorations simples et rapides ;
- Développer la modélisation magnéto-dynamique des freins à courants de Foucault homopolaires en vue de leur optimisation. Cela passe donc par la recherche d'un modèle magnéto-dynamique calculant la densité des courants induits, suivi par le dimensionnement de freins pour une gamme de puissances allant de 5 à 750 kW ;
- Etudier, concevoir et réaliser une machine de charge réversible présentant les deux fonctions exigées : moteur et frein. Cela passe par une étude topologique et une expérimentation de la solution adoptée afin de tester la viabilité du principe.

Concernant le premier point, au cours de la thèse, nous avons effectué plusieurs essais sur des freins standard (220 kW). Ces essais nous ont ainsi permis, entre autres, de mettre en évidence les effets de la rémanence magnétique engendrant une traînée en couple et de proposer une alimentation et des stratégies adéquates pour minimiser ce problème.

Concernant le deuxième point, l'état de l'art dans le domaine de la modélisation des courants induits a montré qu'il existe plusieurs modèles magnéto-dynamiques permettant le calcul des courants de Foucault et donc de la puissance de freinage. Ces modèles sont généralement issus des études effectuées essentiellement sur les freins multipolaires dits TELMA et sur les machines asynchrones. Cependant, les approches proposées sont, soit entièrement numériques (essentiellement par éléments finis) [Labb 92, Hofm 00], soit analytiques se limitant néanmoins au cas linéaire ou encore en supposant l'induction excitatrice imposée (réaction magnétique d'induit (RMI) négligée).

Pour notre part, l'utilisation d'une approche entièrement numérique a été écartée essentiellement pour des raisons de souplesse et de temps de calcul sachant que notre objectif est l'étude paramétrique et l'optimisation des freins à courants de Foucault homopolaires. Les puissances, les vitesses et les températures mises en jeu dans le frein pour les applications envisagées imposent la prise en compte de la RMI, de la non-linéarité magnétique et des effets thermiques. Nous avons donc tenté de développer des modèles magnéto-dynamiques analytiques non linéaires prenant en compte aussi bien la RMI que les effets 3D. Ces modèles sont validés par des calculs éléments finis et par des essais réalisés sur les freins existants. La souplesse de ces modèles nous permet de mener des études paramétriques rapides et de proposer, sur la base des résultats obtenus, des méthodologies de dimensionnement des freins à courants de Foucault homopolaires.

Pour ce qui est du troisième point, nous avons réalisé une étude topologique non exhaustive des différentes solutions possibles pour l'adjonction d'une fonction motrice aux freins actuels. Le choix de la réalisation s'est basé sur des critères de minimisation des masses tournantes et des longueurs d'arbre, ce qui favorise fortement la tenue en vibrations du banc d'essais. C'est donc la solution d'un moteur-frein intégré à réluctance variable et à courants de Foucault [Drec 00], que nous avons retenue. Une maquette de faible puissance a été réalisée et des essais de validation ont été effectués afin de montrer la faisabilité et la viabilité technologique de la solution développée.

Le présent mémoire présente la synthèse de ces travaux, réalisés durant ces trois années de thèse. Il est organisé de la manière suivante :

Le premier chapitre rappelle tout d'abord la problématique des bancs d'essais de moteurs thermiques et le cahier des charges attendu. Ensuite une brève description des deux types de machines de charge différentes (réversibles et non-réversibles) est effectuée. Ce chapitre nous permet d'autre part de présenter la machine de charge non réversible la plus utilisée, c'est à dire le frein à courants de Foucault homopolaire : sa constitution, son principe de fonctionnement et les grandeurs importantes à son dimensionnement. Nous présentons également une étude critique de quelques freins existants et les améliorations techniques apportées.

Le deuxième chapitre traite de la modélisation électromagnétique des freins à courants de Foucault homopolaire. Nous reprenons la démarche de modélisation des freins élaborée au LESiR depuis 1996. Nous développons ensuite plusieurs modèles magnéto-dynamiques analytiques permettant de calculer la puissance de freinage. Nous remarquons la difficulté à tenir compte des phénomènes 3D et de la saturation magnétique du matériau. Un premier modèle ne tient pas compte de la réaction d'induit, ni de la saturation. Un deuxième permet de prendre en compte la réaction d'induit. Un troisième tient compte de la saturation magnétique sur l'ensemble du matériau et enfin, un quatrième répartit la saturation en fonction de la profondeur. Les modèles dits linéaires sont validés numériquement et l'ensemble des modèles est vérifié expérimentalement. Les phénomènes 3D sont pris en compte sur tous les modèles par un terme correctif.

Le troisième chapitre présente l'exploitation des résultats de la modélisation des freins en vue de leur dimensionnement. Ainsi, nous nous intéressons en particulier à l'étude paramétrique de quelques caractéristiques dimensionnantes d'un frein notamment les matériaux magnétiques, les grandeurs géométriques principales (nombre de dents rotoriques, épaisseur du rotor, largeur des dents, ...) et les grandeurs liées aux contraintes mécaniques et/ou thermiques. Cette dernière étude est empirique, et basée sur la caractérisation de plusieurs freins existants. Ces études nous permettent enfin de définir des règles de dimensionnement des freins à courants de Foucault homopolaires, lesquelles ont pu être utilisées pour la conception et la réalisation d'un prototype de 220kW.

Lors du quatrième chapitre, nous proposons une étude topologique non exhaustive sur quelques solutions possibles permettant la réalisation de banc de charges dynamiques utilisant donc les deux fonctions : frein et moteur. Deux solutions sont alors comparées en terme de masse tournante, de longueur d'arbre et d'inertie. Cette étude permet de justifier la structure retenue de moteur-frein, laquelle intègre, au frein à courants de Foucault discoïde, une machine à réluctance variable (MRV) cylindrique à double saillance.

Le cinquième chapitre concerne l'étude des performances théoriques, expérimentales, et futures d'une structure de moteur-frein intégré. Ainsi, à partir d'un cahier des charges arbitraire, et sur la base de l'expérience acquise sur les freins grâce notamment aux travaux mentionnés aux deuxième et troisième chapitres, nous dimensionnons une maquette de moteur-frein de faible puissance. Dans ce chapitre, nous portons spécialement notre intérêt sur la partie motrice à réluctance variable. Nous commençons ainsi par une modélisation classique de la machine à réluctance variable, afin de calculer les formes d'ondes de courants et de couples. Ensuite, nous donnons les premiers résultats expérimentaux de la maquette, lesquels permettent de valider la faisabilité et la viabilité d'une telle solution.

Enfin, en guise de conclusion, nous effectuons une synthèse du travail réalisé et des principaux résultats obtenus. Nous présentons aussi les perspectives, tant en termes scientifiques

(perfectionnement de la modélisation, amélioration de la MRV) qu'en termes techniques (utilisation future des bancs de charges dynamiques).

Chapitre 1

GENERALITES SUR LES MACHINES DE CHARGE DE BANCS D'ESSAIS MOTEURS ET ETAT DE L'ART

INTRODUCTION	7
1.1 DESCRIPTION D'UN BANC D'ESSAIS DE MOTEURS THERMIQUES	8
1.2 LES MACHINES DE CHARGE NON-REVERSIBLES - BANCS D'ESSAIS "STATIQUES"	10
1.2.1 Frein hydraulique	10
1.2.2 Frein électromagnétique à poudre	12
1.2.3 Frein à courants de Foucault	12
1.2.3.1 Frein hétéropolaire (ex: TELMA)	13
1.2.3.2 Frein homopolaire	15
1.3 LES MACHINES DE CHARGE REVERSIBLES - BANCS D'ESSAIS "DYNAMIQUES"	20
1.3.1 Les différentes configurations des machines de charge	20
1.3.1.1 Configuration A. : 220kW d'une machine électrique motrice et génératrice	20
1.3.1.2 Configuration B. : 220kW d'un frein à courants de Foucault + 75kW d'un moteur électrique	21
1.3.1.3 Configuration C. : 150kW d'un frein à courants de Foucault + 75kW d'une machine électrique	21
1.3.2 Les différentes machines électriques utilisables	22
1.3.2.1 Machine à courant continu	22
1.3.2.2 Machine asynchrone	23
1.3.2.3 Machine synchrone	24
1.3.2.4 Machine à réluctance variable	24
1.4 ETUDE CRITIQUE ET AMELIORATIONS DES FREINS A COURANTS DE FOUCAULT EXISTANTS	26
1.4.1 Performances et limites	27
1.4.2 Températures et refroidissement	29
1.4.3 Vibrations et efforts	33
1.4.4 Rémanence	35
1.4.5 Alimentation	38
CONCLUSION	41

INTRODUCTION

Afin de tester des moteurs thermiques dans tous les quadrants de fonctionnement, nous nous sommes intéressés à la conception et la réalisation d'un moteur-frein à réluctance variable et à courants de Foucault intégré en tant que machine de charge d'un banc d'essais dynamique pour ces moteurs. Il convient donc de connaître le rôle d'un tel banc et de préciser les contraintes que celui-ci impose à la machine de charge.

Ainsi dans une première partie de ce chapitre, nous présentons brièvement la problématique d'un banc d'essais moteurs ainsi que ses différentes contraintes.

Par la suite, nous étudierons les machines de charges de ces bancs. Celles-ci se divisent en deux types : les charges non réversibles et celles réversibles. Auparavant, les machines de charge les plus utilisées étaient non réversibles. Elles ont pour fonction unique d'absorber la puissance du moteur thermique et donc de freiner ce dernier [Carr 89]. De plus, leur réponse en couple n'a pas besoin d'être instantanée (ms). Elles sont donc surtout utilisées pour des points de fonctionnement en régime quasi-permanent. Ces bancs d'essais sont dits "statiques". Ainsi, dans la deuxième partie de ce chapitre, nous évoquons les freins utilisés, ayant un intérêt pour les bancs de charges, ou bien concernant le génie électrique, à savoir :

- les freins hydrauliques, présents sur le marché des bancs d'essais moteurs ;
- les freins électromagnétiques à poudre de fer qui ont un mécanisme de fonctionnement original. Ils sont surtout utilisés comme coupleurs et comme machines de charge sur les petits bancs à faible coût ;
- les freins à courants de Foucault ayant une grande variété de structures et de gammes de puissances. Ils sont largement utilisés comme ralentisseurs dans les véhicules lourds et comme machines de charge sur les bancs d'essais moteurs.

Mais nous ne traiterons pas :

- les freins utilisant les frottements solides, comme les freins à sabots, les freins à disques, ..., utilisés pour le freinage des véhicules roulants, mais qui ne permettent pas une bonne régulation du couple nécessaire à une utilisation sur banc d'essais.
- les freins aérodynamiques (utilisant les frottements liquides de l'air, comme les hélices) qui sont anecdotiques.

Le cahier des charges d'un banc d'essais dynamique demande aux machines de charge de tester aussi le comportement réversible d'un moteur thermique, et de suivre le plus rapidement possible les consignes de couple de charge afin de simuler le comportement routier d'un véhicule. La charge associé au freinage du moteur thermique impose la présence d'un moteur (pour nous, électrique).

Dans la troisième partie, il s'agira d'associer une machine électrique et un frein pour l'obtention d'un banc d'essais réversible. Après avoir présenté les différentes configurations possibles, nous présenterons les avantages et inconvénients des différentes machines susceptibles de remplir ce rôle. Nous concluons par le choix de la structure répondant au mieux à notre cahier des charges.

Nous terminons le chapitre par une étude critique des freins les plus utilisés comme machines de charge, c'est-à-dire, les freins à courants de Foucault homopolaires. Cette étude nous permet de proposer quelques améliorations, notamment sur le système de refroidissement et sur le problème de la traînée du couple à vide.

1.1 DESCRIPTION D'UN BANC D'ESSAIS DE MOTEURS THERMIQUES

Les motoristes ont besoin de tester leurs moteurs thermiques pour différentes raisons : la recherche, le développement, la mise au point, l'endurance... Ces essais doivent permettre entre autres de relever les caractéristiques de couple, de vitesse, de position de l'accélérateur, des températures du moteur, des pressions d'eau et d'huile, des gaz d'échappement, etc... Les activités du groupe D2T concernent les essais moteurs, le développement des moteurs thermiques et les matériels de bancs d'essais. L'un des éléments les plus importants du banc d'essais est la machine de charge. Cette machine est destinée à charger en puissance un moteur thermique. Elle convertit l'énergie mécanique de rotation créée par le moteur en énergie calorifique ou électrique. Elle doit être frein, mais peut être motrice afin de tester le moteur thermique lors de son fonctionnement en frein-moteur.

Un banc d'essai doit donc comprendre (cf. figure 1.1) :

- La machine de charge : elle doit couvrir toutes les performances du moteur testé. A l'heure actuelle, le frein à courants de Foucault le plus utilisé a une puissance de 220kW qui couvre la plus grande partie du marché des moteurs thermiques de voiture ([Avl 99], [Borg 99], [Saj 99],...). Pour le cas des bancs "dynamiques", la machine de charge doit simuler toutes les contraintes extérieures que peut subir un moteur thermique sur route, notamment les fonctions motrices dues à l'inertie de la voiture, les cas de descentes et toutes les utilisations du moteur thermique en frein-moteur. Afin de simuler cela, la fonction motrice de la machine de charge nécessite généralement un tiers de la puissance nécessaire au freinage, soit environ 75kW pour couvrir la même gamme de moteurs.

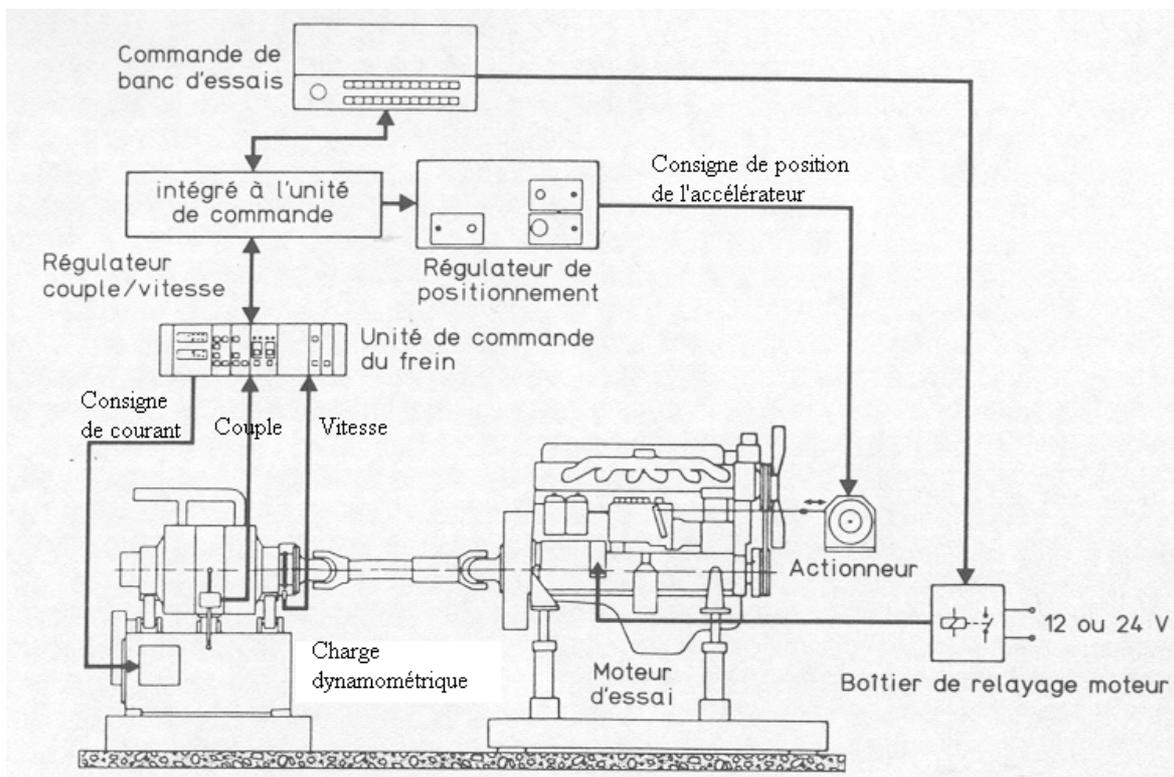


Figure 1.1 - Schéma de principe d'un banc d'essais moteurs [LeGu 91]

Le freinage se fait avec ou sans récupération d'énergie électrique. Dans le premier cas, la puissance de freinage est renvoyée au réseau électrique (machines électriques réversibles), dans le second cas, elle est évacuée sous forme thermique par un circuit de refroidissement.

- La mesure du couple : le couple est mesuré à l'aide d'un capteur d'effort si la machine de charge est montée en balance, ou sinon par un couplemètre monté sur l'arbre [Andr].
- La mesure de la vitesse : la vitesse est mesurée classiquement à l'aide d'une roue dentée (ex : 60 dents) et d'un capteur électromagnétique ou optique.
- Le moteur thermique d'essai : la gamme classique des moteurs de voiture varie entre 30 et 200 kW, 800 et 9000 tr/min, 0 et 500 N.m (avec des couples pulsatoires cinq fois supérieurs), et des inerties variant entre 0,07 et 0,3 kg.m².
- L'actionneur électrique linéaire ou tournant (avec vis sans fin), est régulé en position et solidaire du papillon (ou de la pompe à injection), et permet ainsi le contrôle du régime du moteur thermique.

La machine de charge doit respecter le cahier des charges suivant :

- Pouvoir couvrir toutes les performances du moteur thermique testé, aussi bien pour le couple, que pour la puissance et la vitesse.
- Avoir une inertie minimale, afin d'assurer de bonnes dynamiques d'accélération et de freinage.
- Avoir un encombrement minimal.
- Avoir un coût minimal.
- Avoir une maintenance rare et simple.
- Avoir une bonne dynamique du couple et de la vitesse.

La figure 1.2 présente un exemple des couples, puissances et régimes souhaités sur un cycle classique en endurance d'un moteur de voiture.

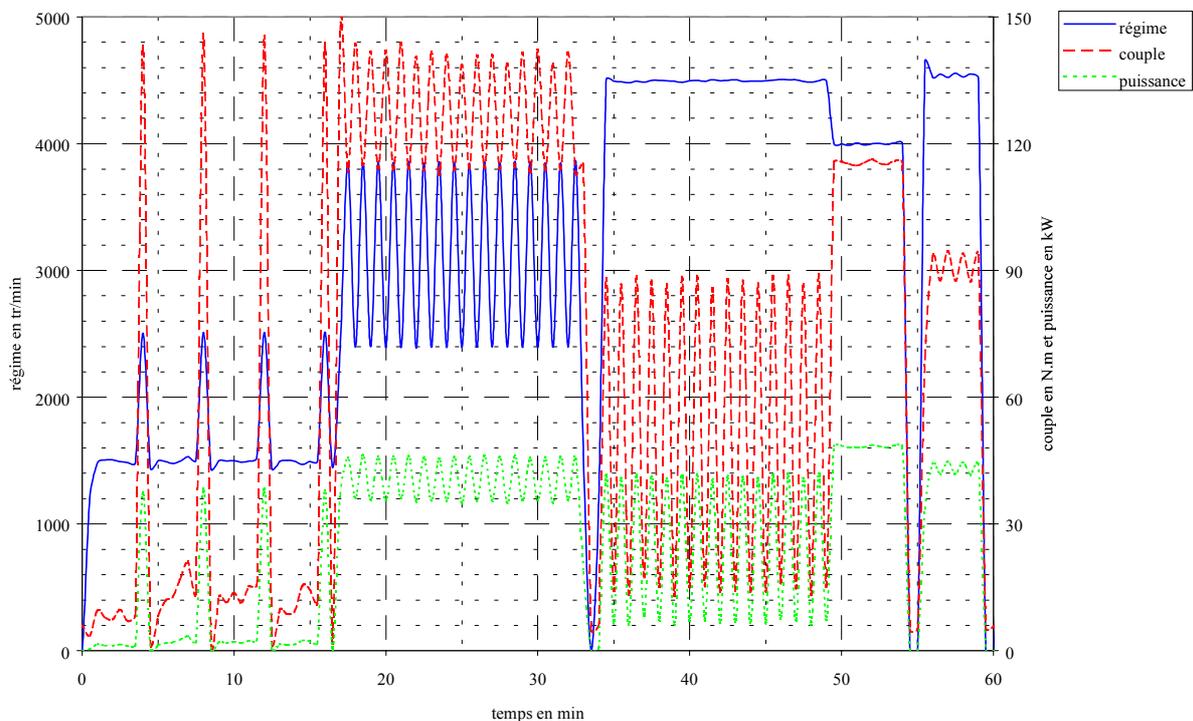


Figure 1.2 - Exemple d'un cycle observé sur un banc d'essais en endurance de moteurs thermiques, utilisant un frein à courants de Foucault homopolaire

1.2 LES MACHINES DE CHARGE NON-REVERSIBLES - BANCS D'ESSAIS "STATIQUES"

Les machines de charge pour les bancs d'essais statiques permettent la « simulation » notamment, des frottements aérodynamiques du véhicule et son fonctionnement en côte. Plusieurs types de freins peuvent répondre à cette fonctionnalité. Un exemple de cahier des charges couple-puissance-régime souhaité est donné à la figure 1.3.

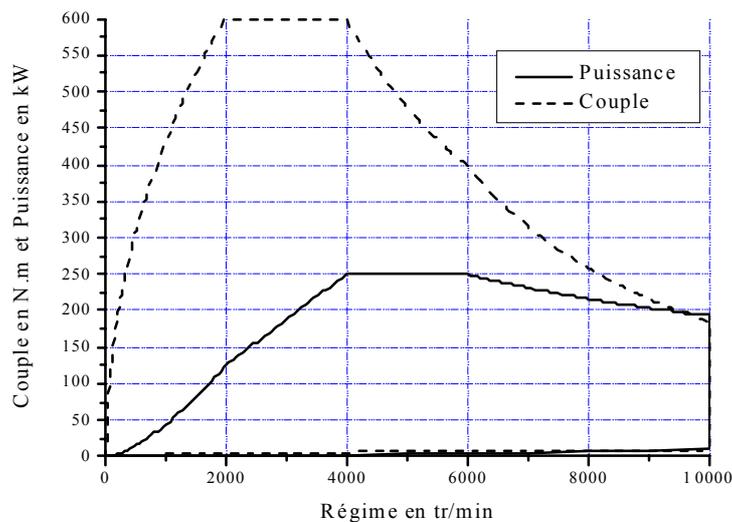
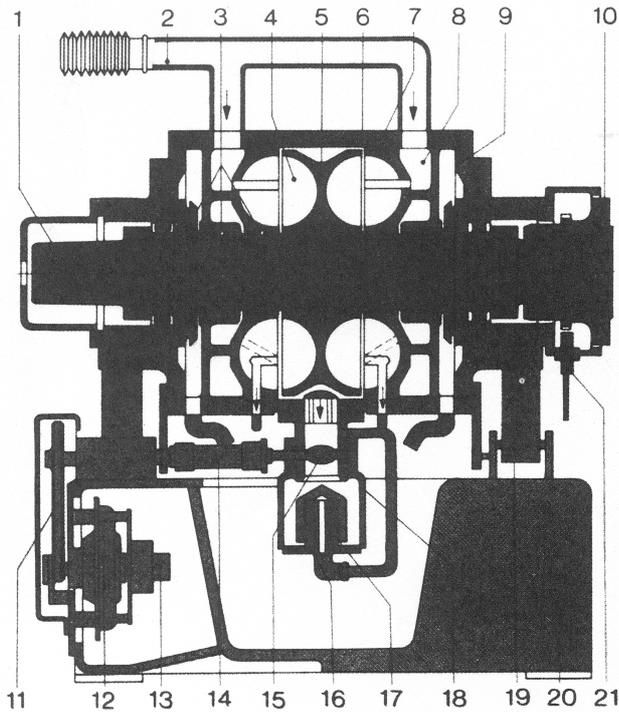


Figure 1.3 - Exemple d'une caractéristique de couple-puissance-régime demandée à une machine de charge d'un banc d'essais statique de moteurs thermiques

1.2.1 Frein hydraulique

Un frein hydraulique est constitué d'un rotor muni d'aubages (ailettes) tournant dans un stator muni également d'aubages fixes. Une arrivée d'eau sous pression remplit le rotor et le stator en vis à vis formant ainsi des chambres de turbulence telles que représentées en pointillés sur la figure 1.5. L'énergie mécanique est dissipée dans l'eau sous forme calorifique du fait de ces turbulences créées lors de la rotation. L'eau chauffée est ainsi évacuée. Le couple de charge est contrôlé par une vanne qui gère le débit d'eau.



- 1 bout d'arbre de frein (peut recevoir au choix une bride d'accouplement à droite ou à gauche)
- 2 arrivée d'eau
- 3 joints à labyrinthe
- 4 chambre de turbulence
- 5 rotor double
- 6 carter
- 7 stator
- 8 chambre annulaire
- 9 flasque d'extrémité à col
- 10 bride d'accouplement
- 11 courroie crantée
- 12 commande de la vanne motorisée
- 13 potentiomètre de recopie
- 14 arbre à cardan
- 15 clapet d'admission
- 16 pièce à coulisse
- 17 pièce de guidage
- 18 vanne motorisée
- 19 support pivot à lames
- 20 châssis
- 21 tachymètre

Figure 1.4 - Coupe d'un frein hydraulique [LeGu 91]

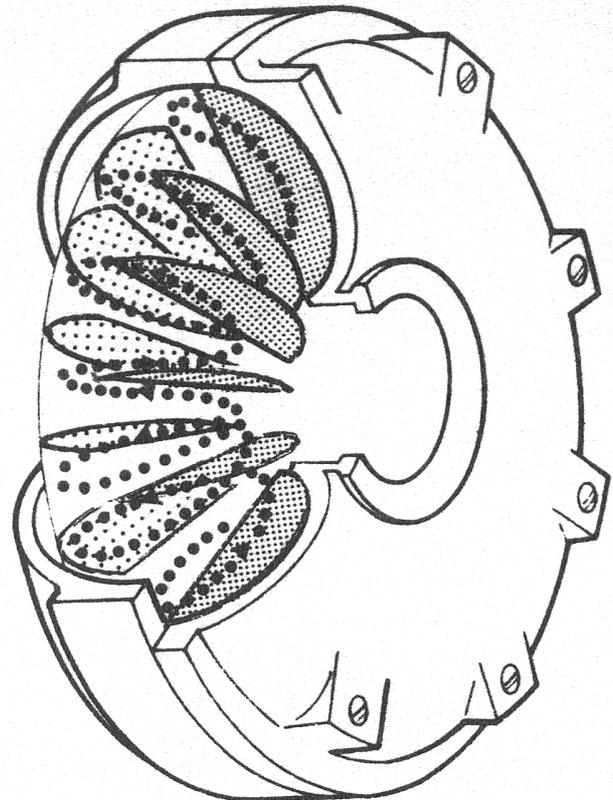


Figure 1.5 - Représentation schématique du mouvement en hélice du liquide dans un coupleur hydraulique (même principe que le frein) [Lind 89]

Avantages :

- Ce type de frein peut tourner à de très grande vitesse à sa puissance maximale.
- Il a une inertie très faible.
- Ses dimensions sont réduites.
- Son coût est parmi les plus faibles.

Inconvénients :

- La régulation du couple n'est pas stable car elle dépend directement du débit d'eau dont la gestion se fait par une vanne.
- Les dynamiques lors des asservissements en couple sont longues car il faut attendre l'établissement de l'eau dans toutes les cavités.
- La traînée à vide n'est pas négligeable du fait des frottements hydrodynamiques résiduels.
- Il ne peut pas être moteur (fonction frein uniquement).

1.2.2 Frein électromagnétique à poudre

Le frein électromagnétique à poudre est constitué d'un stator, d'un rotor, d'une bobine d'excitation et de poudre ferromagnétique placée dans l'entrefer entre le stator et le rotor.

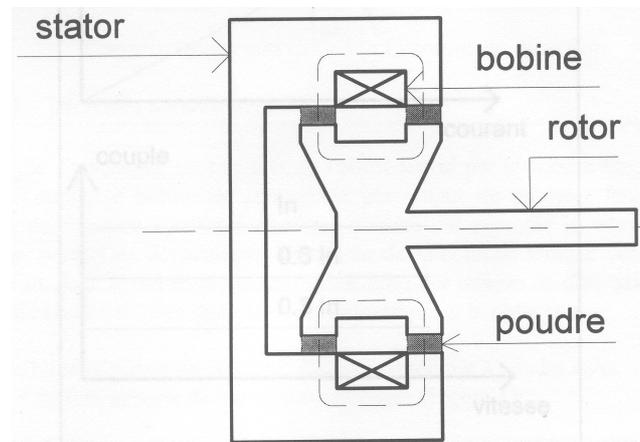


Figure 1.6 - Coupe d'un frein électromagnétique à poudre [Vall 93]

La poudre est constituée de billes d'acier doux de faible diamètre. Lorsque la bobine est alimentée par du courant continu, les billes magnétiques sont concentrées dans l'entrefer et appliquées les unes contre les autres avec une force fonction de l'induction magnétique dans l'entrefer. Elles forment une masse compacte et les frottements transmettent ainsi un couple de freinage au rotor.

Ce système peut être utilisé aussi pour des coupleurs. Dans ce cas le stator de la figure 1.6 est monté sur un axe tournant.

Un des principaux avantages des freins électromagnétiques à poudre est qu'ils fournissent un couple de freinage pratiquement proportionnel au courant. De plus, ce couple est indépendant de la vitesse.

Avantages :

- Ce type de frein est très pratique pour les faibles puissances et faibles vitesses.
- Son alimentation et la régulation du couple sont très simples.
- Son coût est très faible.
- Il produit des forts couples à très bas régime.

Inconvénients :

- Les performances restent très faibles, car il est difficile d'obtenir un refroidissement efficace.
- La traînée à vide n'est pas négligeable du fait des frottements avec les billes.
- Il ne peut pas être moteur (fonction frein uniquement).

1.2.3 Frein à courants de Foucault

Le principe général de fonctionnement est régi par : "Toute variation temporelle d'induction sur un matériau métallique conducteur crée des courants induits qui s'opposent à la cause qui leur donne naissance". Les freins sont constitués d'une partie excitatrice qui crée une variation spatiale de l'induction, en vis à vis d'une partie métallique conductrice massive. C'est le mouvement d'une des deux parties par rapport à l'autre qui génère la variation temporelle de l'induction. Dans le cas des freins, la rotation est donc précisément la cause qui est à l'origine des courants induits. Les courants de Foucault s'opposent donc au mouvement. La puissance mécanique de freinage est totalement transformée sous forme de puissance calorifique (pertes Joule).

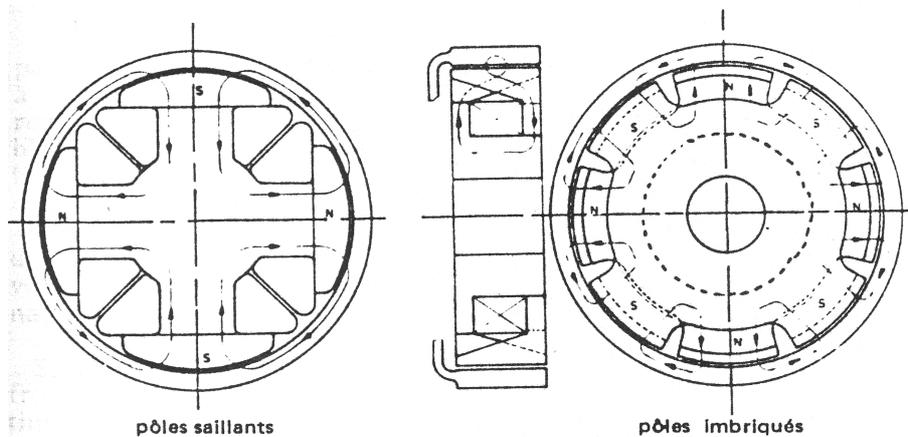
Il existe deux types de freins :

- Les freins hétéropolaires où l'induction est alternative (variation autour de 0).
- Les freins homopolaires où l'induction est précisément homopolaire (variation autour d'une valeur moyenne).

1.2.3.1 Frein hétéropolaire (ex: TELMA)

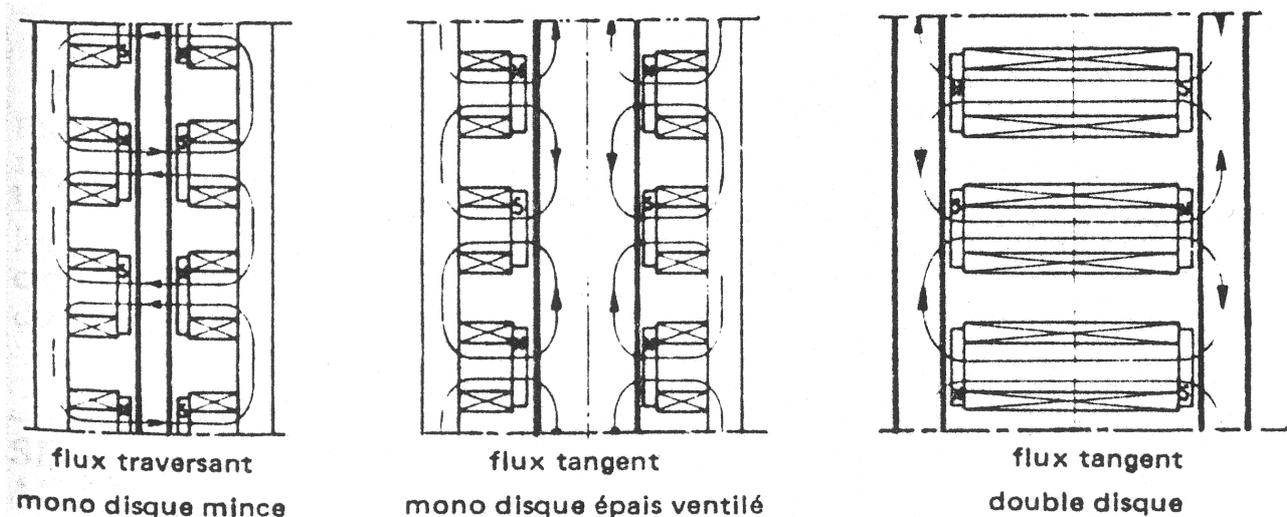
Les freins hétéropolaires servent principalement en tant que ralentisseurs. En fonctionnement à déplacement linéaire, ils sont prévus pour être utilisés sur les trains à grande vitesse [Cauw 96]. En rotatif, ils sont généralement utilisés dans les véhicules lourds.

Il existe plusieurs structures de freins hétéropolaires ou encore multipôles [Bret 75]. La figure 1.7 en présente deux exemples. Les deux structures ont un rotor métallique conducteur massif situé à l'extérieur d'un stator bobiné qui ressemble fortement à des rotors d'alternateur bobiné, (figure 1.7.a : à pôles saillants, et 1.7.b : à griffes).



Figures 1.7 a,b - Machines hétéropolaires à flux radial [Bret 75]

Ces structures ont principalement été utilisées en tant que coupleurs. Dans le cas des ralentisseurs [Joll 75], les structures les plus utilisées sont schématisées sur les figures suivantes :



Figures 1.8 a,b,c - Machines hétéropolaires (discoïdales) à flux axial [Bret 75]

Dans les deux premières structures (a) et (b), la partie chauffante se trouve confinée à l'intérieur du dispositif. A l'inverse, la troisième structure (c) a l'avantage d'avoir les rotors (parties chauffantes)

vers l'extérieur. Leur refroidissement est donc plus aisé. C'est la structure la plus utilisée par la société TELMA comme ralentisseur de véhicules lourds (cf. figure 1.9).

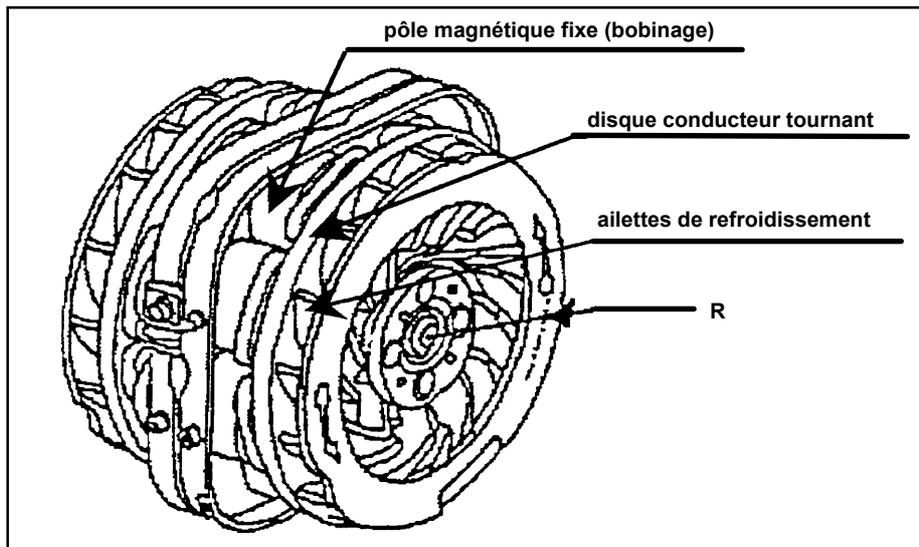


Figure 1.9 - Représentation tridimensionnelle d'un frein TELMA

Concernant le principe de fonctionnement, celui-ci est illustré par la figure 1.10. Ainsi, une tension continue U alimente les bobines qui ont leurs polarités alternées. Lorsqu'un courant I parcourt les bobines, une induction constante apparaît en surface des disques. La rotation de ces derniers entraîne la variation temporelle de cette induction en chaque point M des disques, tel que schématisé par la figure 1.11. Cette variation génère à son tour des courants induits dans les parties tournantes. Un couple électromagnétique dû à ces courants, s'oppose alors au couple moteur.

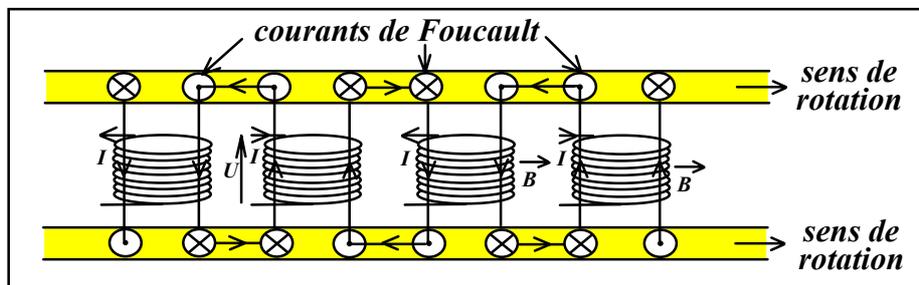


Figure 1.10 - Représentation linéaire du frein multipôles [Bray 98]

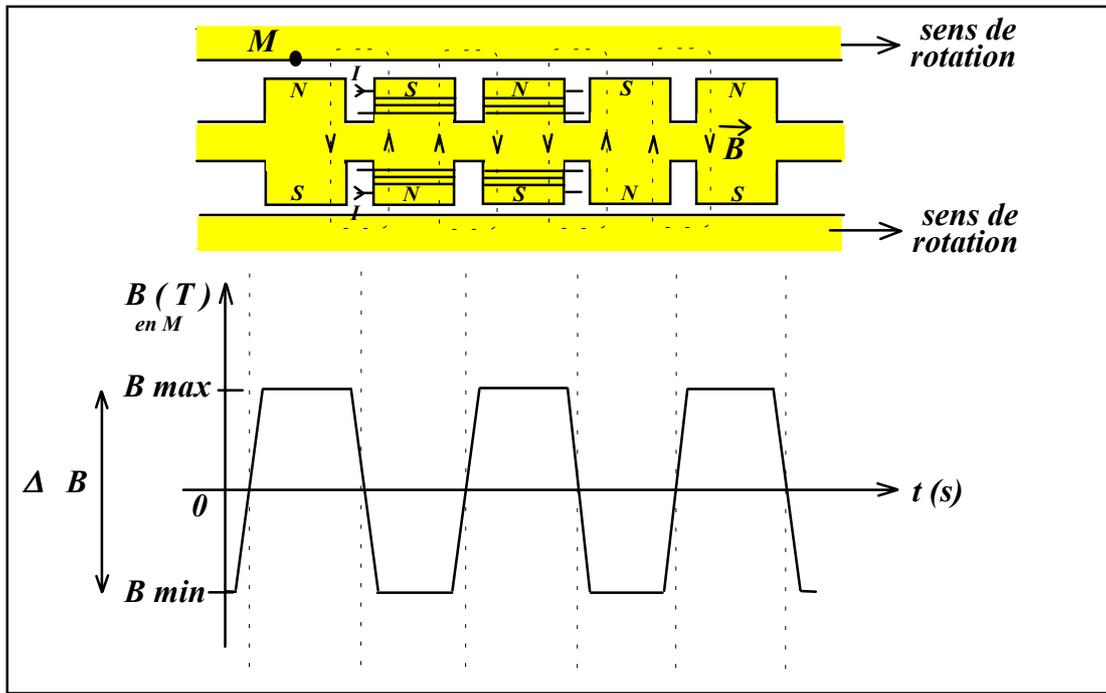


Figure 1.11 - Représentation de l'induction en fonction du déplacement des disques [Bray 98]

Avantages :

- Ce type de frein a de bonnes performances en couple de freinage.
- La commande du courant permet une régulation simple et un asservissement rapide du couple.
- Ses dimensions sont réduites.

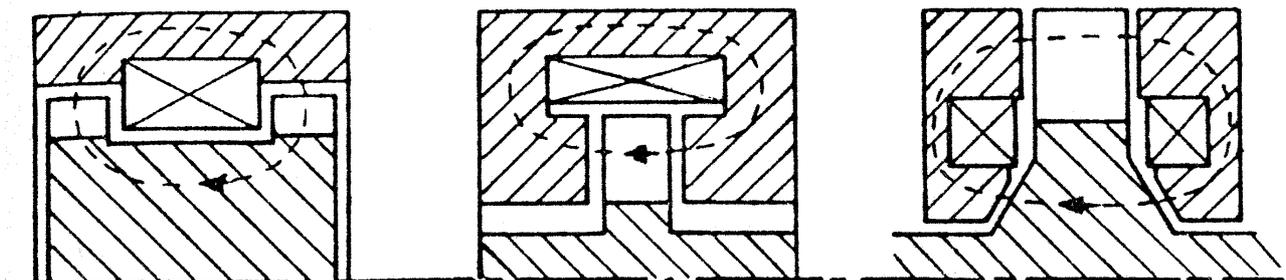
Inconvénients :

- Les performances en puissance sont limitées par la température des parties conductrices et le système de refroidissement à air.
- Les vitesses maximales de fonctionnement sont faibles (limite des contraintes mécaniques des parties tournantes sous l'effet de la température, et freinage aérodynamique des hélices du système de refroidissement).
- Il a une forte traînée à vide, due aux hélices de refroidissement liées à l'arbre.
- Il ne peut pas être moteur (fonction frein uniquement).

Les inconvénients sont essentiellement liés à l'échauffement des parties tournantes.

1.2.3.2 Frein homopolaire

Là aussi il existe plusieurs structures de freins homopolaires [Bret 75] dont les figures 1.12 a,b,c illustrent les principales topologies existantes.



Figures 1.12 a,b,c - Machines homopolaires [Bret 75]

On remarque que la structure (b) est comparativement plus avantageuse, car elle utilise mieux le matériau du rotor et peut donc proposer des freins ayant une inertie plus faible.

La figure 1.13 présente une vue éclatée du frein à courants de Foucault homopolaire de structure (b) fabriqué par le groupe D2T. Sa modélisation, son amélioration et son intégration dans un banc d'essais réversible sont les principaux objectifs de notre étude présentée dans ce mémoire.

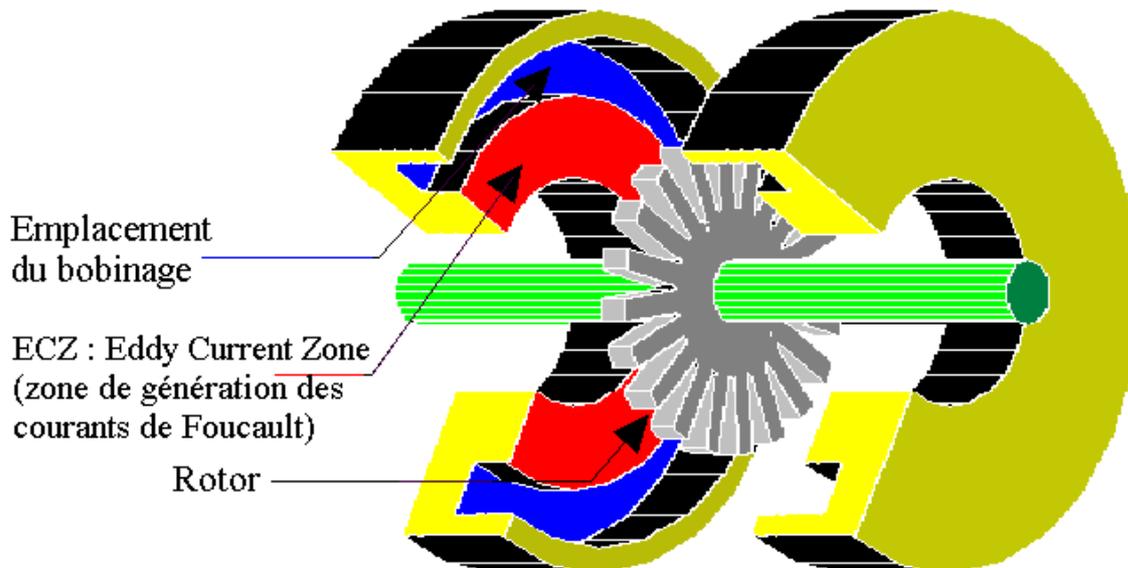


Figure 1.13 - Vue 3D éclatée du frein à courants de Foucault homopolaire (b)

Le rotor est une roue dentée (étoile) dont les doigts coupent un flux homopolaire créé par le bobinage global. Ce dernier est alimenté par un courant continu réglable par un dispositif électronique de type hacheur.

Les parties du stator en vis à vis du rotor (ECZ, Eddy Current Zone : placées de chaque côté du rotor et séparées par un entrefer) voient en chacun de leurs points une variation d'induction entre une valeur minimale, B_{\min} (en face d'un trou entre deux dents) et une valeur maximale, B_{\max} (en face d'une dent), comme l'illustre la figure 1.14. La distribution de l'induction en surface des parties ferromagnétiques fixes (ECZ) est donc variable. Elle présente une valeur moyenne non nulle à l'inverse des freins hétéropolaires précédemment décrits.

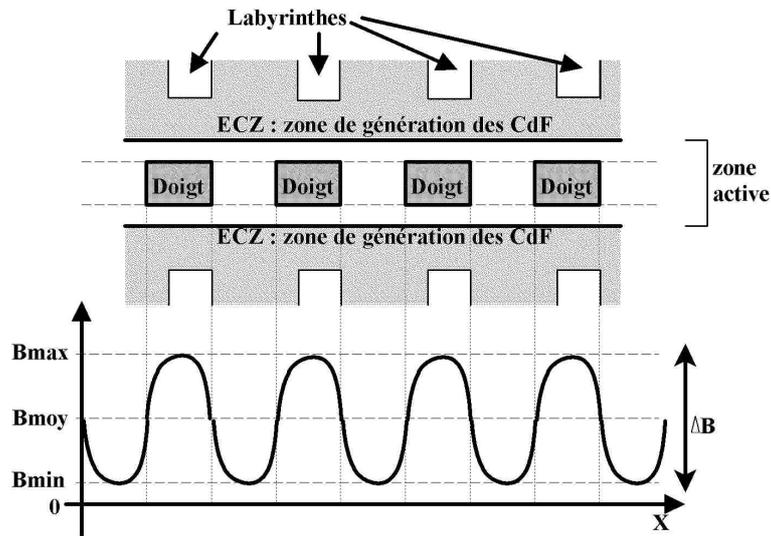


Figure 1.14 - Représentation de l'induction à un instant t sur la surface statorique

La rotation du disque génère par conséquent une onde magnétique tournante à la vitesse rotorique. Elle génère donc aussi, en chaque point des parties fixes, une variation temporelle de l'induction. Cette variation entraîne la création de courants induits et donc des pertes Joule dans les parties fixes. C'est donc le stator fixe qui est le siège des courants de Foucault (cf. figure 1.15). On peut alors amener un refroidissement à eau (labyrinthes) à quelques millimètres de la surface où ont lieu les courants de Foucault (ECZ).

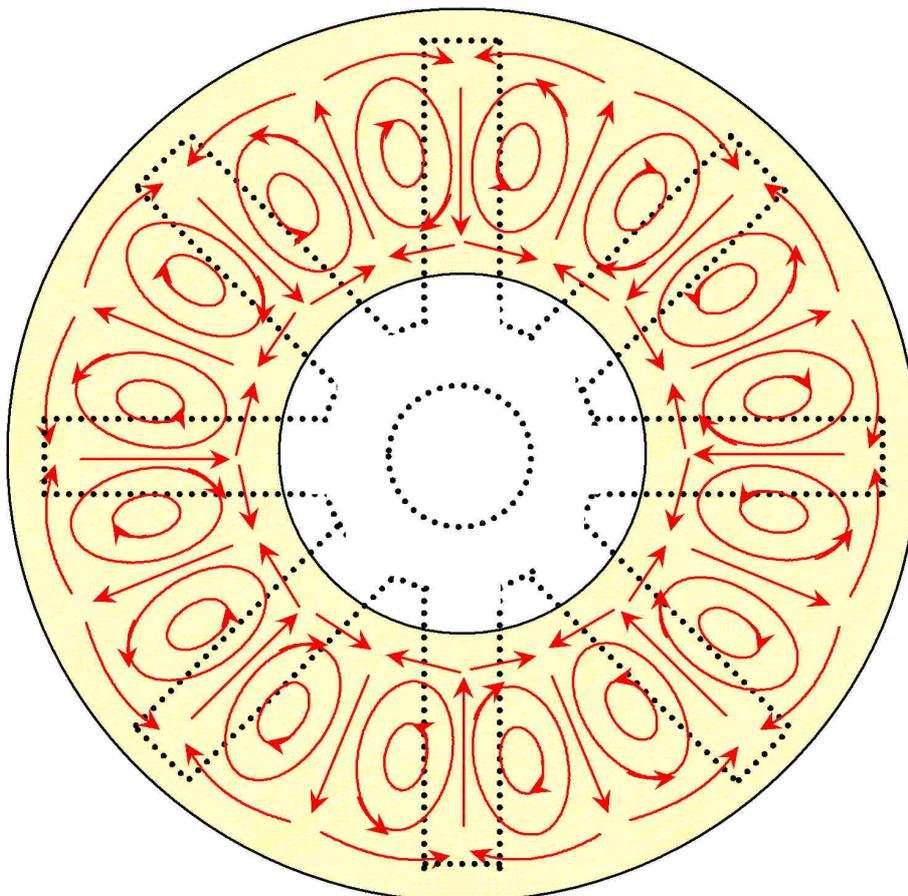


Figure 1.15 - Représentation des courants de Foucault dans le stator en vis à vis d'un rotor à 8 dents

La puissance dissipée par effet Joule correspond à une puissance de freinage. Celle-ci dépend directement du courant continu injecté dans le bobinage global. Son amplitude est contrôlée par une électronique de puissance de type hacheur.

D'un point de vue dimensionnel, la valeur de la puissance de freinage est obtenue par l'expression ci-dessous où T est la période électrique, σ la conductivité électrique du matériau où ont lieu les courants de Foucault et J la valeur de la densité des courants induits :

$$P = \frac{1}{T} \int \int \int \int_{\text{vol}} \frac{J^2}{\sigma} dv dt \quad (1.1)$$

Pour une géométrie donnée, le calcul de la puissance de freinage est donc tributaire de la valeur de la conductivité et celle des courants induits. La première est déterminée à partir de caractérisation électro-magnéto-thermique du matériau utilisé. La seconde est déterminée à partir de modèles magnéto-dynamiques. Ces aspects seront traités dans le chapitre suivant.

D'un point de vue structurel, les freins homopolaires décrits utilisent un ou plusieurs bobinages globaux et possèdent donc les avantages des machines à bobinage global : [BenA 94]

- coefficient de bobinage élevé ;
- puissance massique élevée ;
- simplicité de fabrication du bobinage ;
- indépendance du nombre de pôles par rapport à la bobine ;
- topologie multirotor possible avec un seul bobinage, qui permet une modularité de

la structure.

D'autre part, la topologie discoïdale de ce type de frein présente un disque passif et simple à fabriquer. Elle permet, en particulier, des longueurs d'arbres et des masses tournantes faibles, comparativement à d'autres architectures, et des hautes vitesses de rotation.

Avantages :

- Ce type de frein a de bonnes performances en couple de freinage et en vitesse maximale.
- La puissance maximale est bonne (elle dépend de la qualité du système de refroidissement).
- Son inertie et ses dimensions sont réduites (mais plus fortes que les freins hydrauliques).
- Son coût est faible par rapport aux autres machines électriques.
- La commande en courant permet une régulation simple du couple.

Inconvénients :

- Son énergie calorifique est perdue (pas de récupération).
- Il a une légère traînée à vide, due à des phénomènes de rémanence magnétique.
- La structure telle quelle, ne peut pas être moteur.
- Les matériaux magnétiques sont soumis à une induction continue de polarisation, risquant de limiter par des phénomènes de saturation la variation d'induction.
- L'utilisation de matériau massif pour le circuit de retour peut limiter la dynamique en couple du frein.

Pour ces raisons, le frein à courants de Foucault homopolaire est utilisé généralement pour les bancs d'essais "statiques" de moteurs thermiques.

La figure 1.16 montre le frein à courants de Foucault fabriqué et commercialisé depuis plusieurs décennies par la société BORGHI & SAVERI.

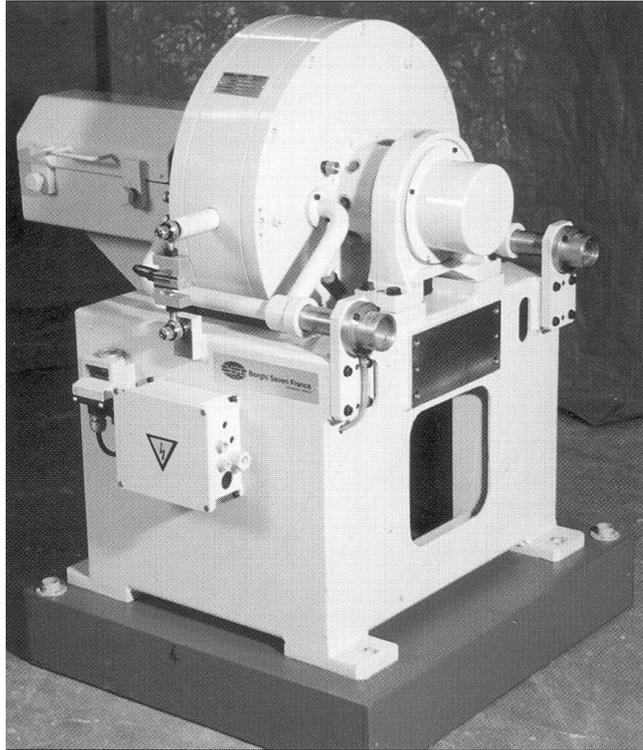


Figure 1.16 - Frein à courants de Foucault homopolaire [Borg 99]

Ce frein est utilisé essentiellement pour caractériser les moteurs thermiques ayant des puissances de freinage de plusieurs centaines de chevaux vapeur ($1 \text{ ch} = 0,736 \text{ kW}$), et tournant à des vitesses atteignant plusieurs milliers de tours par minutes (tr/min). Le groupe D2T propose un frein à 220 kW, avec une inertie de $0,17 \text{ kg.m}^2$ pour un prix de l'ordre de 200 kF. Le frein a un couple de 600 N.m dès 1000 tr/min, et peut tourner suivant les configurations à des vitesses maximales allant de 8000 à 11000 tr/min (vitesse périphérique de l'ordre de 200 m/s). Ses caractéristiques sont précisées à la fin du chapitre.

1.3 LES MACHINES DE CHARGE REVERSIBLES - BANCS D'ESSAIS "DYNAMIQUES"

Les machines de charge pour les bancs d'essais dynamiques permettent la « simulation » du comportement routier du véhicule, notamment en fonctionnement frein-moteur et en fonctionnement dynamique de type accélérations et décélérations rapides (quelques milliers de tr/min/s). C'est donc l'association de deux fonctions, frein et moteur, qui assurent l'absorption et l'apport d'énergie mécanique nécessaires à la réalisation d'essais de pertes passives ou de simulation de « pied-levé ».

Plusieurs configurations et plusieurs machines peuvent répondre à cette fonction.

1.3.1 Les différentes configurations des machines de charge

Tous les principes des machines sont bien connus. Nous allons tenter de récapituler brièvement les principaux avantages et inconvénients de chacune d'entre elles. Une recherche plus poussée devra être faite pour approfondir les connaissances sur les inerties et coûts que l'on peut obtenir pour chacun des cas, à performances égales.

Choisir une machine électrique (éventuellement couplée à un frein) permet de réaliser un banc d'essais réversibles, dits "dynamiques", c'est à dire d'ajouter une fonction motrice au banc. D'après l'expérience acquise par le groupe D2T sur les bancs d'essais, l'énergie restituée par la masse du véhicule en mouvement est de l'ordre du tiers de celle nécessaire à emmener cette masse à sa vitesse. C'est pourquoi on étudie aussi la possibilité d'associer un frein à courants de Foucault avec un moteur électrique à 1/3 de la puissance du frein, ou encore d'associer un frein à courants de Foucault à 2/3 de la puissance de freinage maximale avec une machine électrique motrice et génératrice à 1/3 de la puissance de freinage maximale.

La puissance de freinage standard pour couvrir le marché de l'automobile actuellement est de 220kW.

On distingue essentiellement trois configurations :

- A. Configuration réversible 1 - 1 : 220 kW d'une machine électrique motrice et génératrice
- B. Configuration non réversible 1 - 1/3 : 220 kW d'un frein à courants de Foucault + 75 kW d'un moteur électrique
- C. Configuration réversible 2/3 - 1/3 : 150 kW d'un frein à courants de Foucault + 75 kW d'une machine électrique motrice et génératrice

1.3.1.1 Configuration A. : 220kW d'une machine électrique motrice et génératrice

Avantages :

- C'est une configuration existante permettant d'utiliser des machines électriques à forte maturité technologique.
- Elle a de bonnes performances en puissance. Les 220kW sont assurés même en moteur.
- Elle possède de grandes possibilités dynamiques de couple (très fortes accélérations).

- La puissance de freinage est renvoyée sur le réseau électrique.
- Elle n'a pas besoin de circuit d'eau de refroidissement, car les échauffements sont uniquement dus aux pertes internes à la machine. Ces pertes représentent une fraction faible de la puissance de la machine (typiquement 10%).

Inconvénients :

- La machine est surdimensionnée en fonctionnement moteur.
- Son inertie est importante.
- Les dimensions de la machine ainsi que les armoires électriques d'alimentation et de contrôle sont imposantes.
- Le coût est élevé.
- Elle nécessite une installation électrique spécifique pour les très forts courants.

1.3.1.2 Configuration B. : 220kW d'un frein à courants de Foucault + 75kW d'un moteur électrique**Avantages :**

- C'est une configuration qui existe déjà et qui permet d'utiliser deux machines électriques à forte maturité technologique.
- L'inertie totale est plus faible que la configuration précédente.
- Elle possède une assez bonne qualité de dynamique de couple (assez bonnes accélérations).
- Son coût est faible pour un banc dynamique.

Inconvénients :

- L'accouplement de deux machines engendre des complications de montage.
- Les dimensions sont imposantes (surtout en longueur).
- La puissance de freinage est perdue sous forme de puissance calorifique.

1.3.1.3 Configuration C. : 150kW d'un frein à courants de Foucault + 75kW d'une machine électrique motrice et génératrice**Avantages :**

- L'inertie totale est encore plus faible.
- Elle possède une bonne qualité de dynamique de couple (bonnes accélérations).
- Son coût est assez faible pour un banc dynamique.
- Une partie de la puissance de freinage est renvoyée sur le réseau électrique.

Inconvénients :

- L'accouplement de deux machines engendre des complications de montage.
- Les dimensions sont imposantes (surtout en longueur).
- Le coût et le temps des études et développements nécessaires sont à prendre en compte.

Une étude comparative plus approfondie sera proposée au chapitre 4.

1.3.2 Les différentes machines électriques utilisables

1.3.2.1 Machine à courant continu

La machine à courant continu est souvent utilisée comme machine de charge sur les bancs d'essais des moteurs électriques. Elle est classique et peu chère (en tenant compte de l'électronique) car elle bénéficie d'une production importante. Mais elle n'est sûrement pas la plus performante comme machine de charge.

Le principal avantage de la machine à courant continu est son prix. Et c'est pourquoi, à l'heure actuelle, elle est utilisée comme moteur en association avec un frein à courants de Foucault, selon une configuration de type B (220kW d'un frein à courants de Foucault + 75kW d'un moteur électrique). C'est la configuration la plus simple de fabrication et d'utilisation, car les deux parties sont utilisées dans leur fonction la plus standard.

Le groupe D2T utilise pour ses bancs dynamiques à faible coût un frein de 220 kW avec un moteur à courant continu de 70 kW (THRIGE Electric). Cet ensemble peut tourner jusqu'à 7500 tr/min, et a une inertie totale de 0,35 kg.m² pour un prix de l'ordre de 650 kF.

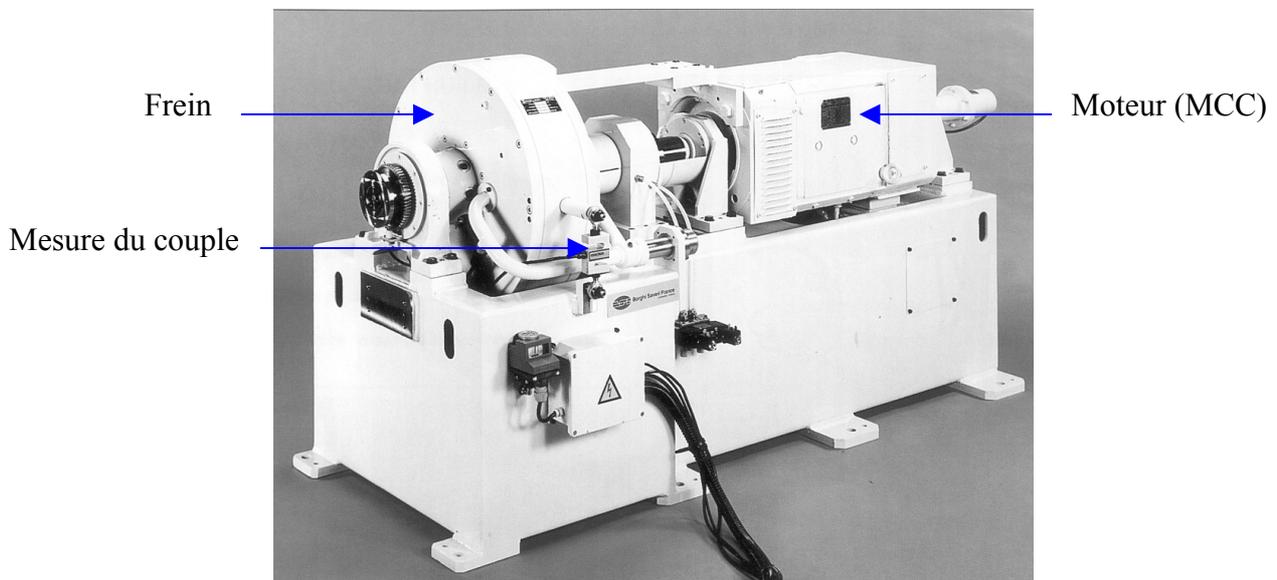


Figure 1.17 - Association frein 220kW avec un moteur à courant continu 70kW [Borg 99]

Avantages :

- Elle bénéficie d'une grande maturité industrielle.
- Sa commande est très simple.
- Son coût est faible par rapport aux autres machines électriques en vitesse variable, du fait de sa production et de la simplicité de son électronique.

Inconvénients :

- Les balais nécessitent un entretien régulier (maintenance).
- Elle est limitée en vitesse maximale et a une inertie importante, du fait du frottement des balais et du rotor bobiné.
- Elle est limitée en couple (commutation des courants par le collecteur et pertes Joule au rotor).
- Elle peut être dangereuse en milieu explosif, à cause des arcs électriques entre les balais et les lames du collecteur.

- Les accélérations réalisables (≈ 2500 tr/min/s) ne sont pas assez élevées dans certains cas d'essais.

1.3.2.2 Machine asynchrone

La machine asynchrone arrive en force sur le marché du banc d'essais moteurs. Elle bénéficie des avancées faites sur sa commande qui lui permettent une excellente dynamique d'accélération. On la trouve sur le marché du banc d'essais moteurs dans la configuration A (220kW d'une machine électrique motrice et génératrice). Le groupe D2T utilise pour ses bancs dynamiques un moteur SCHORCH avec une électronique ABB (commande DTC). Cette machine a des performances excellentes. Elle peut tourner jusqu'à 9000 tr/min et atteint sa puissance maximale vers 4500 tr/min (couple nominal à 450 N.m), mais son prix est supérieur au produit cité au paragraphe précédent (avec le moteur à courant continu), plus de 1 MF, et son inertie est élevée ($0,55 \text{ kg.m}^2$).

Le principal avantage de la machine asynchrone est la simplicité de sa structure, et son inertie qui peut être faible par rapport aux machines à courant continu en particulier. Il serait donc envisageable de l'utiliser dans une solution à inertie minimale pour un banc dynamique en plaçant une machine asynchrone dans une configuration de type C (150kW d'un frein à courants de Foucault + 75kW d'une machine électrique motrice et génératrice).

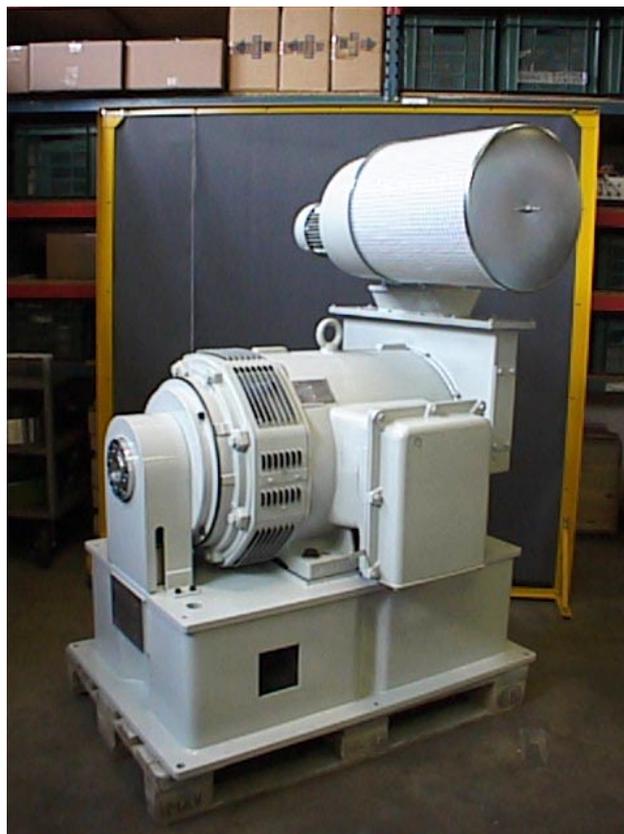


Figure 1.18 - Machine asynchrone D2T 220kW [Borg 99]

Avantages :

- Elle a de bonnes performances à puissance maximale et une vitesse maximale élevée.
- Elle possède de grandes qualités de dynamique de couple (avec des accélérations de l'ordre de 10000 tr/min/s).
- Elle a une inertie faible (par rapport aux autres machines électriques).
- La machine asynchrone avec un rotor à cage est particulièrement robuste.

Inconvénients :

- Le coût est très élevé, essentiellement dû à l'électronique d'alimentation et de contrôle.
- Le couple maximal est assez faible.
- L'encombrement est imposant (prévoir la place pour les armoires électriques).
- Elle a une inertie forte (par rapport aux freins). De plus, il n'est pas évident de trouver sur le marché industriel des machines asynchrones optimisées à très faible inertie.

1.3.2.3 Machine synchrone

Bien que la machine synchrone en vitesse variable soit très présente dans certains secteurs de l'industrie notamment la traction, l'usinage, etc... , en revanche elle n'est pas du tout présente sur le marché du banc d'essais moteurs.

Avantages :

- Elle a de bonnes performances à puissance maximale et en couple massique.
- Elle possède de grandes qualités de dynamique de couple.

Inconvénients :

- Elle manque de maturité industrielle dans le cadre des machines de charge des bancs d'essais moteurs.
- Son prix risque d'être aussi conséquent que celui de la machine asynchrone
- La vitesse maximale risque d'être limitée par la présence d'aimants ou de bobinages au rotor.

Une étude plus poussée devrait nous permettre d'évaluer la place que pourrait avoir une machine synchrone comme machine de charge de bancs d'essais moteurs.

1.3.2.4 Machine à réluctance variable

La machine à réluctance variable est très peu représentée sur tous les marchés de la machine électrique. Quelques entreprises en vendent comme SICME MOTORI, AMC Technologies, Chapmore Controls Ltd, Radioénergie, Leroy Somer...

Le principe de fonctionnement et d'alimentation sera expliqué au chapitre 4. Nous pouvons cependant présenter quelques avantages et inconvénients.

Avantages :

- Elle a de bonnes performances à puissance maximale.
- Elle possède d'assez bonnes qualités de dynamique de couple.
- Elle a une inertie faible (par rapport aux autres machines électriques).
- Sa vitesse de rotation peut être très élevée (rotor passif).

Inconvénients :

- Le coût d'investissement et le temps des études et développements nécessaires sont à prendre en compte, car cette machine n'a pas de maturité industrielle suffisante.
- Elle génère plus d'ondulation de couple que les machines classiques.
- Le stator est sujet à des vibrations.

Cette machine peut donc être utilisée dans chacune des configurations A, B ou C.

La structure A à 220kW serait en concurrence directe avec la machine asynchrone. Or, il semble difficile de trouver sur le marché des machines à réluctance variable de cette puissance.

Dans le cadre de la conception d'un banc d'essais réversibles, l'utilisation d'un frein à courants de Foucault et d'une machine à réluctance variable paraît tout à fait envisageable. De plus, ces deux machines semblent pouvoir s'intégrer dans le même volume. En effet, elles utilisent des rotors dentés sur des surfaces différentes. Si on schématise le rotor sous la forme d'un cylindre, le frein utilise les deux disques aux extrémités du cylindre et le moteur utilise la circonférence. On peut donc espérer utiliser le même rotor pour les deux fonctions : machine à réluctance variable et frein à courants de Foucault. C'est donc vers cette voie que nous allons nous orienter : l'étude, la conception et la réalisation d'un moteur-frein à réluctance variable et à courants de Foucault.

La conception et la réalisation d'un tel dispositif seront détaillées aux chapitres 4 et 5.

Après avoir vu les différentes configurations et machines de charge réversibles, nous revenons sur les freins à courants de Foucault homopolaires actuels et commercialisés par le groupe D2T. Ceux-ci présentent des limitations notamment en terme de système de refroidissement, et de qualité des matériaux utilisés. Le paragraphe suivant précise leurs performances, leurs limitations et les améliorations que nous avons apportées.

1.4 ETUDE CRITIQUE ET AMELIORATIONS DES FREINS A COURANTS DE FOUCAULT EXISTANTS

La gamme des freins commercialisés par le groupe D2T est étendue, allant de 40kW à 800kW. Les freins dénommés FE-260 (260 ch) et FE-300 (300 ch) sont les freins les plus utilisés de la gamme. Ils ont connu beaucoup de problèmes de fonctionnement. Ces problèmes sont principalement des vibrations et des températures qui évoluent jusqu'à la casse. On va donc s'intéresser à ces phénomènes et tenter d'apporter des explications et des solutions.

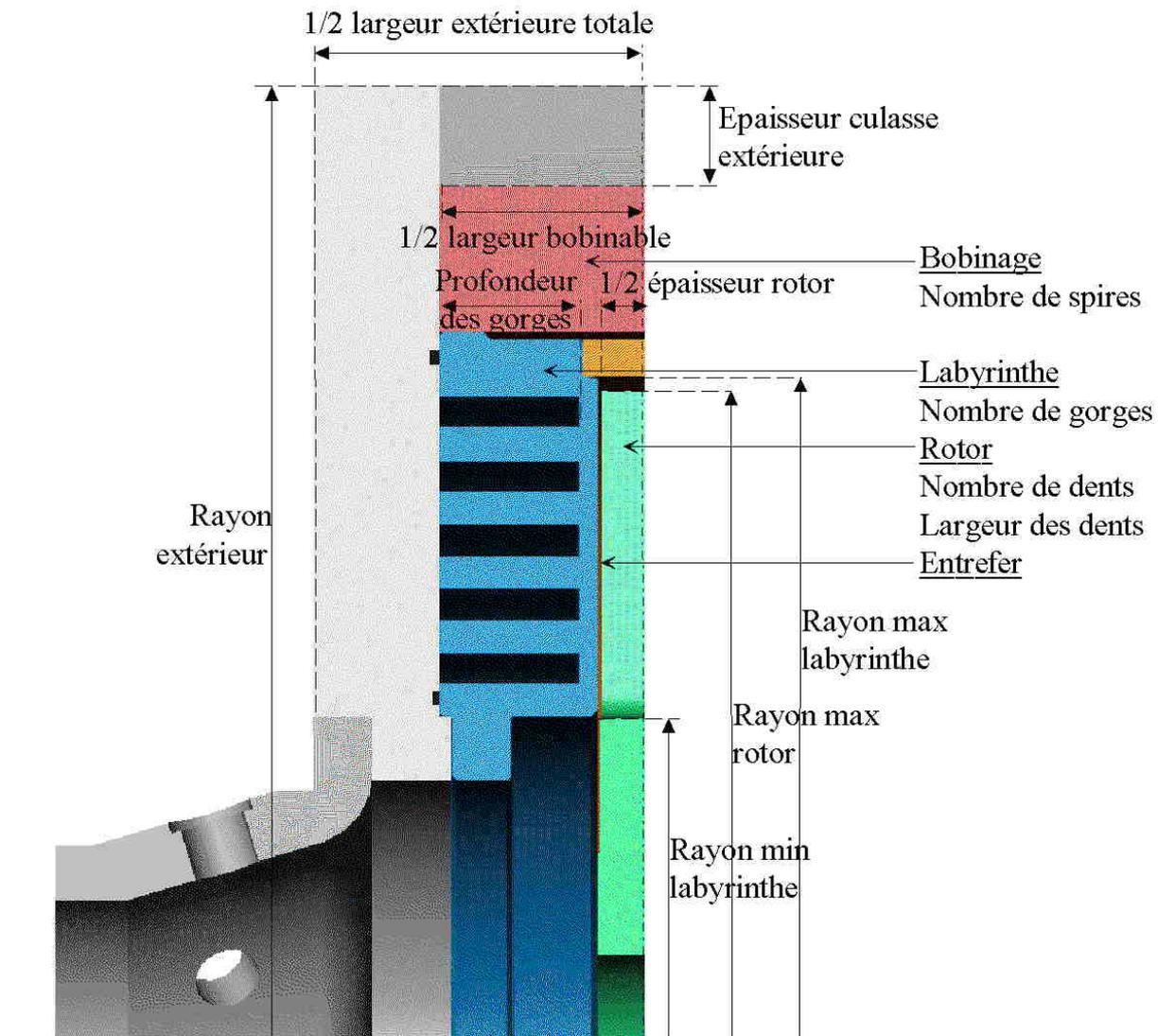


Figure 1.19 - Schéma d'un quart de frein avec ses dimensions importantes

1.4.1 Performances et limites

Caractéristiques "catalogues" du FE-260 et FE-300 :

Nous avons indiqué sur le tableau 1.1 et sur la figure 1.19, les principales caractéristiques figurant sur les catalogues commerciaux et relatives à un fonctionnement normal des freins FE-260 et FE-300.

	FE-260 / FE-300	
P _{max} en kW	191 / 221	kW
C _{max} en N.m	610	N.m
N _{min} (où on a C _{max})	1800	tr/min
N _{max} en tr/min	10000	tr/min
Nombre de Dents	20	
Rayon Max Rotor	189	mm
Rayon Max Labyrinthe	191 / 193	mm
Rayon Min Lab	111 / 100	mm
Largeur Dent	20	mm
Entrefer	0,75 / 0,85	mm
½ Epaisseur rotor	9,3	mm
Nombre de Spires	490	
Largeur Bobinable	106	mm
Largeur Extérieure Totale	174	mm
Rayon Extérieur	271	mm
Epaisseur Culasse Extérieur	22	mm
Nombre de Gorges	5	
Profondeur des Gorges	38,5 / 38	mm
Matériau labyrinthe	n.c. (non communiqué)	
Matériau rotor	n.c.	
Matériau circuit de retour	E 24	
Inertie	0,17	kg.m ²

Tableau 1.1 - Caractéristiques des freins FE-260 et FE-300

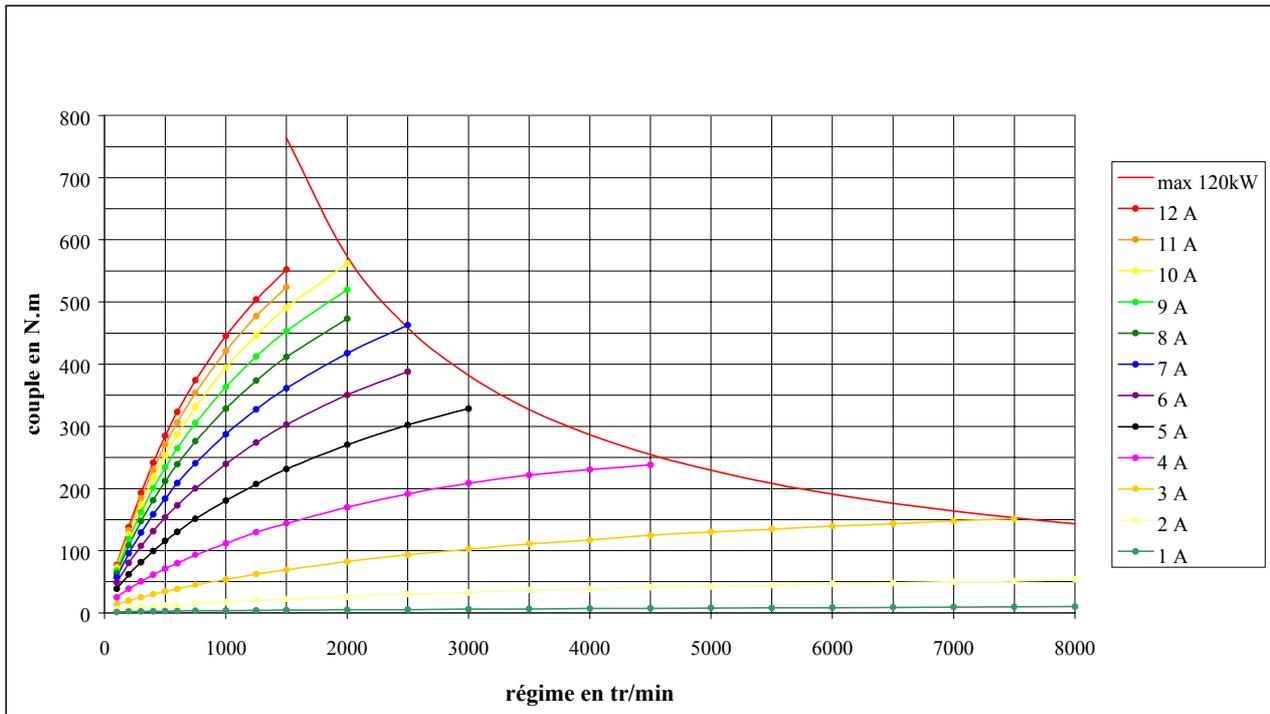


Figure 1.20 - Courbes "couple – vitesse" mesurées à iso-courant du FE-300

Lors des premiers essais sur les performances du FE-300 nous avons remarqué que celui-ci avait du mal à atteindre les performances prévues autour de 220kW. De plus, au niveau du couple, le frein atteint difficilement les 500N.m.

Ces insuffisances en puissance et en couple sont dues à différentes limites non contrôlées dans le cas présent.

Il y a en fait six limitations : cinq limitations supérieures et une limitation inférieure, que l'on peut observer figure 1.21. Nous allons nous intéresser dans ce paragraphe à l'influence de tous les phénomènes électromagnétiques sur ces limites.

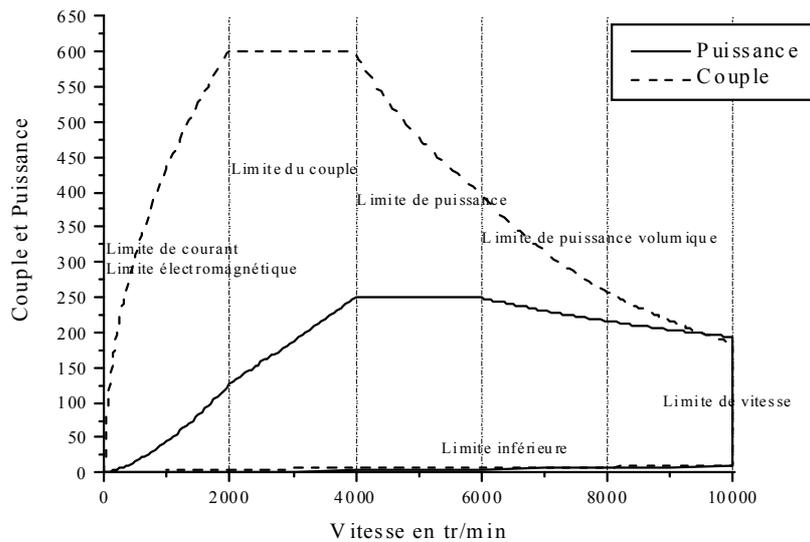


Figure 1.21 - Courbes du couple et de la puissance avec toutes les limites d'un frein

Limite électromagnétique : tout d'abord comme classiquement sur un frein, on arrive à saturation du circuit magnétique pour un courant nominal de 10A. Cette limite est une limite électromagnétique.

On s'aperçoit aussi très rapidement que cette limite n'est pas la plus importante dans un frein, car elle intervient à bas régime. Elle est peu utilisée dans le cas d'un banc d'essais de moteurs classiques. Elle est atteinte cependant dans le cas de test de moteur diesel de camion.

Limite de couple : cette limite est surtout mécanique et n'apparaît que pour les freins de fortes puissances. Les couples atteints arrivent aux limites mécaniques de l'arbre de transmission, du plateau d'accouplement, ou encore de l'accouplement entre le rotor et l'arbre.

Limite de puissance : cette limite dépend totalement du système de refroidissement. Le circuit d'eau de refroidissement doit être le plus efficace possible pour évacuer la quantité de chaleur créée par la puissance de freinage. Il faut donc un débit d'eau important avec une vitesse élevée de circulation de l'eau. Il faut aussi que le circuit de refroidissement soit le plus près de la source de chaleur sans altérer la puissance de freinage.

Limite de puissance volumique : cette limite n'apparaissait pas évidente avant les essais sur le FE-300. En travaillant à puissance égale mais en augmentant la vitesse, toute la puissance thermique de freinage se concentre de plus en plus vers la surface du matériau, siège des courants de Foucault. Or la conductivité thermique du matériau et le système de refroidissement ne peuvent plus assurer la stabilité thermique de la surface.

Limite de vitesse : cette limite est surtout mécanique. La seule influence avec l'électromagnétisme est dans le choix du matériau du rotor. Borghi & Saveri utilise un matériau de type 16 MCB 5, dont on précisera ses caractéristiques au chapitre suivant. Magnétiquement il vaut mieux un fer doux mais celui-ci a de mauvaises caractéristiques mécaniques et ne pourra donc pas supporter les contraintes d'un régime très élevé.

Limite inférieure : cette limite est due à deux phénomènes : les frottements fluides et l'induction rémanente. Le premier est inévitable et ce phénomène augmentera si on laisse passer un flux d'air pour refroidir la surface où ont lieu les courants induits (zone notée ECZ) et le rotor. Le second phénomène, dû à l'induction rémanente, augmente le couple de freinage à vide. On reviendra sur ce phénomène ultérieurement.

1.4.2 Températures et refroidissement

Lors d'une utilisation prolongée des freins FE-300 à 200 ch et 6000tr/min, nous avons remarqué que la température des labyrinthes ne cesse de monter, jusqu'à 200°C et plus. L'analyse de surface du labyrinthe, après démontage, (voir photos ci-après) permet de constater que la température est la plus élevée au niveau du rayon moyen des labyrinthes.

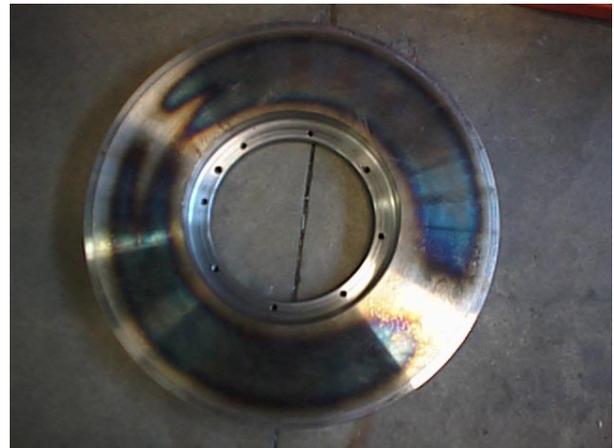
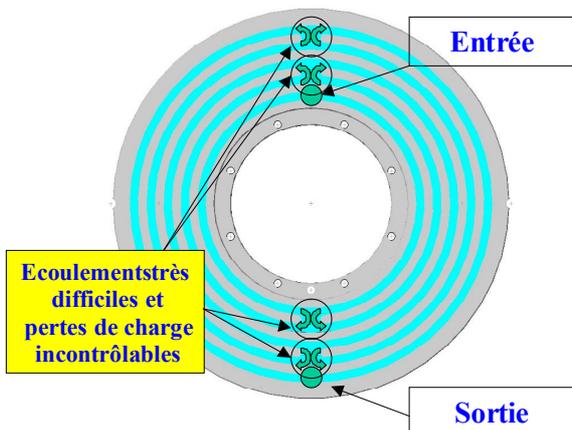


Figures 1.22 a,b - Photos de labyrinthes après une utilisation extrême (a) et plus classique (b)

Nous remarquons sur ces photos que le labyrinthe subit les contraintes thermiques les plus importantes au niveau du rayon moyen (R_{moy}). Or nous pensons que la répartition surfacique des courants de Foucault (source même de la chaleur) est à peu près homogène sur la surface. C'est pourquoi nous estimons que la répartition des températures sur le labyrinthe est due principalement à l'influence de la diffusion de la chaleur sur les bords. Ainsi nous remarquerons par la suite, la grande influence du système de refroidissement sur les températures en surface (cf. figures 1.23 et 1.25).

- **Système de refroidissement par eau - Labyrinthe**

Les labyrinthes actuels ne semblent pas du tout favoriser une circulation rapide de l'eau. Il s'y produit beaucoup de pertes de charge. Le système de refroidissement actuel est illustré par les figures suivantes.



Figures 1.23 a,b - Schéma du labyrinthe et marques de chaleur sur sa surface

Nous avons expérimenté un système de refroidissement en forme de spirale, en modifiant les labyrinthes actuels. L'eau ne passe ainsi que dans une seule rainure, au lieu de deux. On divise donc la section de passage de l'eau par 2, on multiplie la vitesse de l'eau par 2. De plus on diminue nettement les pertes de charge avec la spirale. On augmente donc encore la vitesse de circulation de l'eau et donc les échanges de chaleur sont favorisés. Les figures 1.24 a et b montrent le nouveau système de labyrinthe développé.



Figures 1.24 a,b - Labyrinthes modifiés

Ce nouveau système, nous a permis de stabiliser la température vers 180°C (toujours pour le point de fonctionnement à 200 ch et 6000tr/min).

On peut remarquer de plus, la très grande influence du circuit de refroidissement sur les températures en surface du labyrinthe sur la photo suivante. En effet, on voit bien apparaître les zones mieux refroidies, au changement de rainures, et les zones très mal refroidies, sous les plots (ou pions) rajoutés.



Figure 1.25 - Labyrinthes modifiés après des utilisations extrêmes

Pour les prochains freins nous retiendrons la solution brevetée suivante :

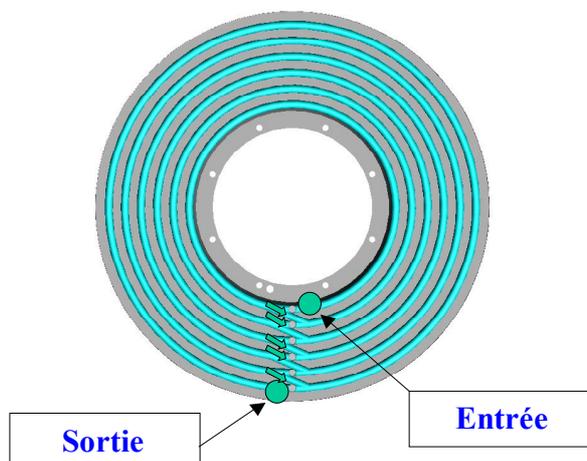


Figure 1.26 - Nouveaux labyrinthes brevetés

• Déséquilibre des entrefers et températures

Nous avons remarqué aussi des températures très différentes entre les deux labyrinthes de part et d'autre du rotor, avec des écarts qui pouvaient atteindre 40°C. Il a donc fallu s'assurer que le débit d'eau de chaque labyrinthe est bien égal, et que les valeurs d'entrefers sont bien égales au point de fonctionnement nominal. La figure 1.27, nous montre la variation des entrefers en fonction de la puissance totale d'utilisation. Le réglage initial est de 0,75 mm pour chaque entrefer. La valeur des entrefers est relevée avec des cales, tout de suite après une utilisation à la puissance indiquée.

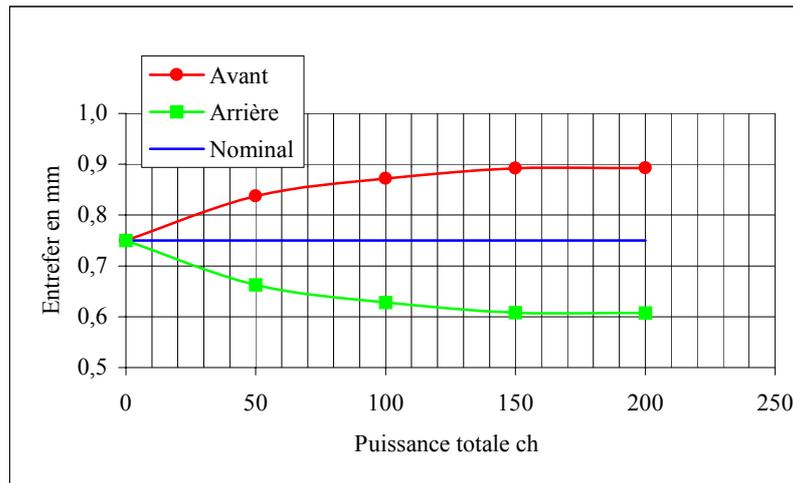


Figure 1.27 - Variation des entrefers en fonction de la puissance d'utilisation

En fait, en cours d'utilisation, l'arbre et le corps du frein chauffent et se dilatent. Comme ceux-ci ne sont fixés latéralement que d'un côté (celui de l'accouplement moteur), les entrefers de part et d'autre du rotor varient avec la puissance de freinage en cours d'utilisation.

Nous sommes capables, grâce aux modèles, d'estimer la puissance dissipée pour chaque labyrinthe en cas de déséquilibre d'entrefer. Ainsi sur la figure 1.28, nous pouvons noter que, dans le cas d'utilisation de la figure 1.27, il y avait environ 130 ch sur un seul labyrinthe (pour 200 ch de freinage).

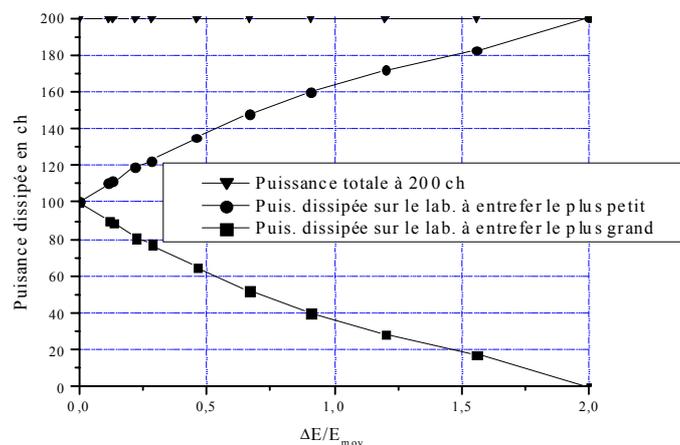
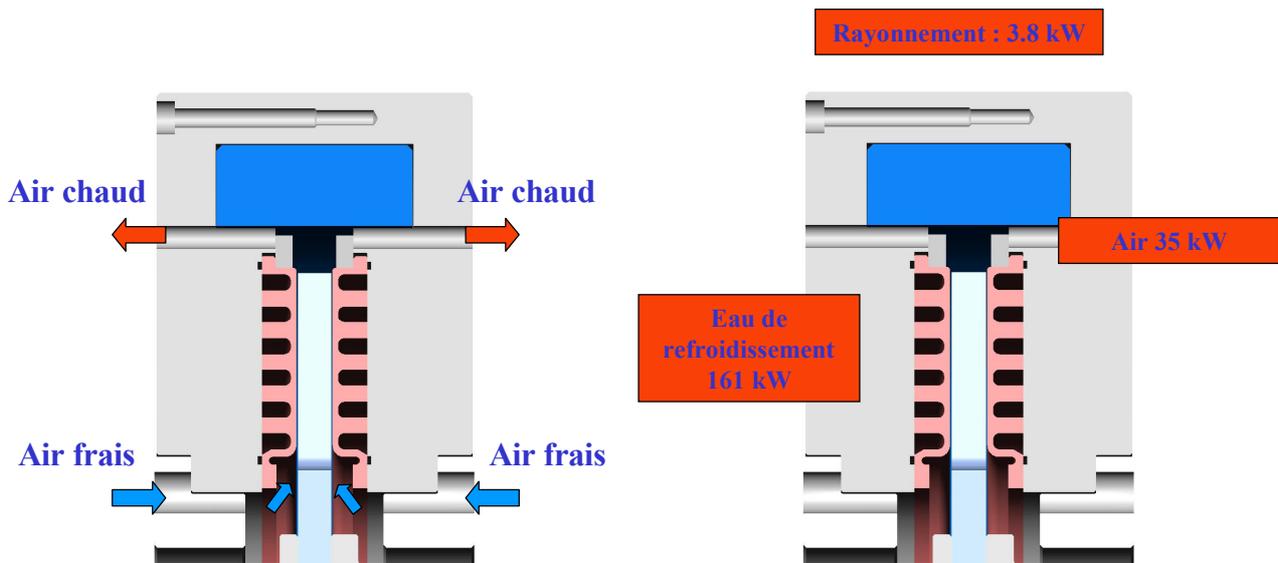


Figure 1.28 - Variation des puissances sur les 2 labyrinthes, en déséquilibre d'entrefer

Il faut donc, à froid et au montage, prévoir le phénomène en déséquilibrant les entrefers. (0,6mm d'un côté et 1,1mm de l'autre pour le cas d'un FE-300). Nous prévoyons ainsi un équilibrage des entrefers au point de fonctionnement nominal.

- **Système de refroidissement par air - ventilation**

Afin de soulager en température la surface des labyrinthes, qui est la zone qui subit les contraintes thermiques les plus importantes, nous avons prévu de laisser passer de l'air dans la zone active. Cet air arrive entre l'arbre et le labyrinthe et sort entre la bobine et le labyrinthe (cf. figure 1.29.a). Les dents du rotor servent alors de pâles de ventilateur. Les trous laissant passer l'air doivent être suffisamment petits afin d'éviter une courbe de couple à vide (traînée) trop importante, due aux frottements fluides du rotor avec l'air.



Figures 1.29 a,b - Refroidissement par air de la zone active (b : cas à 200kW)

Les essais effectués ont montré que le système d'aération permet de soulager, d'environ 17% au maximum, la puissance thermique à évacuer par le système de refroidissement à eau.

1.4.3 Vibrations et efforts

Les freins sont directement liés au moteur thermique. Ils sont soumis à toutes les vibrations de celui-ci. En effet un moteur thermique peut avoir des couples pulsatoires cinq fois supérieurs au couple moyen.

Il faut donc que les fréquences propres de vibrations du frein soient les plus élevées possibles.

Les modes vibratoires du frein

Nous commençons par nous intéresser aux fréquences propres de la ligne d'arbre (cf. figure 1.30).

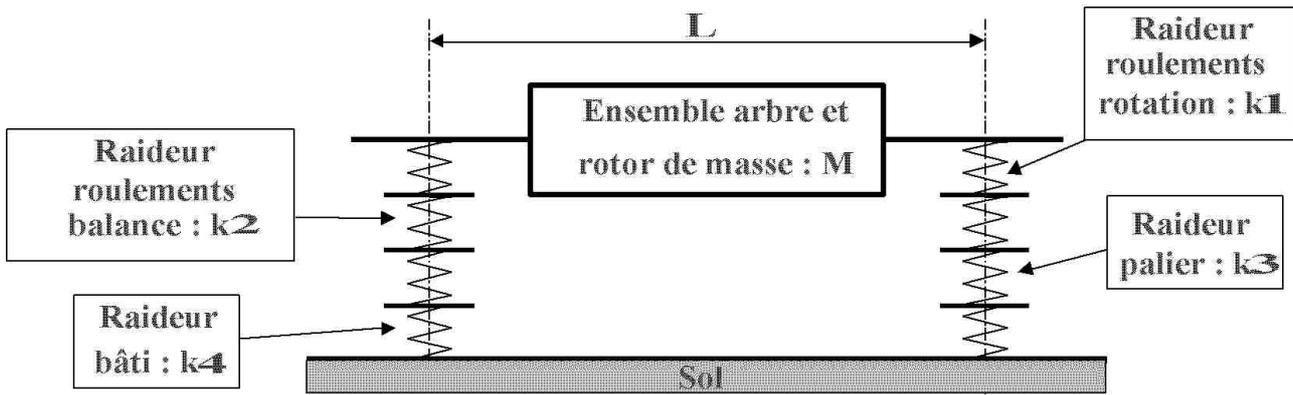


Figure 1.30 - Schéma mécanique équivalent de la ligne d'arbre

Les fréquences propres de l'arbre sont fonctions des raideurs, de la masse tournante et de la longueur d'arbre.

$$\text{Fréquence propre de flexion} = f\left(k^{1/2}, M^{-1/2}, L^{-2}\right) \quad (1.2)$$

Or le frein à courants de Foucault a cet avantage d'avoir une longueur d'arbre très courte et une masse tournante relativement faible. Ses fréquences propres de flexion sont donc repoussées vers des valeurs de fréquence plus élevées que dans le cas des machines électriques cylindriques classiques.

De plus, une étude des modes vibratoires du rotor seul d'un FE-300 nous indique que les premiers modes vibratoires se trouvent à partir de 78000 tr/min.

Les déformations du rotor

Afin de mieux comprendre les efforts mécaniques et les déplacements statiques exercés sur le rotor d'un FE-300 à une vitesse de 6000 tr/min et un couple 600 N.m (les deux ensembles ne sont pourtant pas possibles sur un FE-300, cela correspond à une puissance bien supérieure à 220kW), le bureau d'études du groupe D2T a réalisé le calcul par éléments finis (Cosmos Works) qui nous donne la figure suivante :

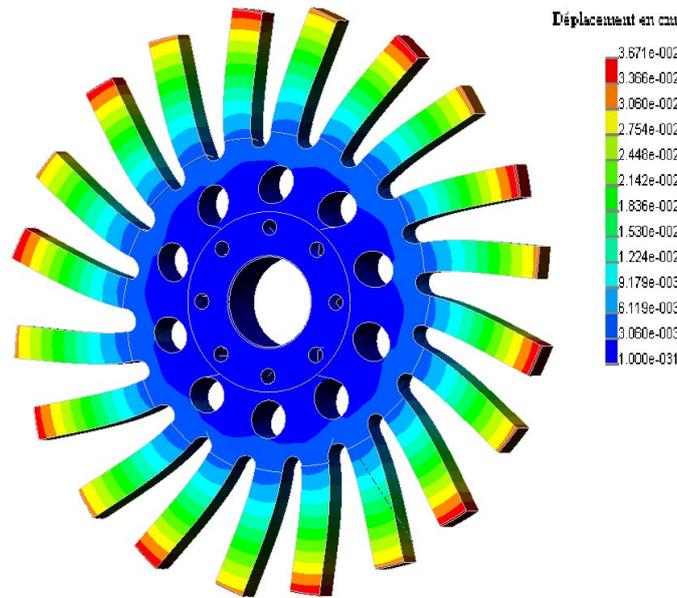


Figure 1.31 - Déplacements statiques du rotor du FE-300

On a une déformation des dents qui ne dépasse pas les $3/10^6$ mm. De plus, les contraintes maximales observées à la base des dents nous permettent de tourner jusqu'à des vitesses allant de 8000 tr/min à 11000 tr/min, suivant la géométrie de la partie centrale du rotor.

Les efforts électromagnétiques dans les freins

A part les efforts tangentiels du freinage proprement dit, le rotor et les labyrinthes sont soumis à des forces électromagnétiques axiales.

D'une part, ils sont soumis aux efforts magnétiques statiques dus à l'induction homopolaire $\left(\frac{B^2 S}{2\mu_0} \right)$,

mais aussi aux efforts liés aux phénomènes dynamiques, aux courants induits $(\vec{J} \wedge \vec{B})$.

En régime permanent et dans le cas de pièces infiniment rigides, ces efforts sont globalement constants. Ils ne sont pas des sources de vibrations, tant que la surface des labyrinthes est parfaitement lisse.

L'induction homopolaire ne crée pas (ou très peu) d'effort global sur le rotor, même en déséquilibre d'entrefer.

Par contre, les efforts liés aux courants induits $(\vec{J} \wedge \vec{B})$ (qui sont la source du freinage), créent des efforts volumiques axiaux sur les labyrinthes et par réaction sur le rotor, si celui-ci est en déséquilibre d'entrefer. Ces efforts seront calculés au paragraphe 2.3.4. Nous montrerons que ce sont des efforts stabilisants (de répulsion), comme dans la plupart des efforts dus aux courants induits.

1.4.4 Rémanence

Nous avons pu observer des courbes de couple à vide, en fonction de la vitesse, bien différentes entre des freins d'une même série. Une induction rémanente peut expliquer ces différences liées à l'utilisation passée d'un frein : utilisation longue et à fort courant.

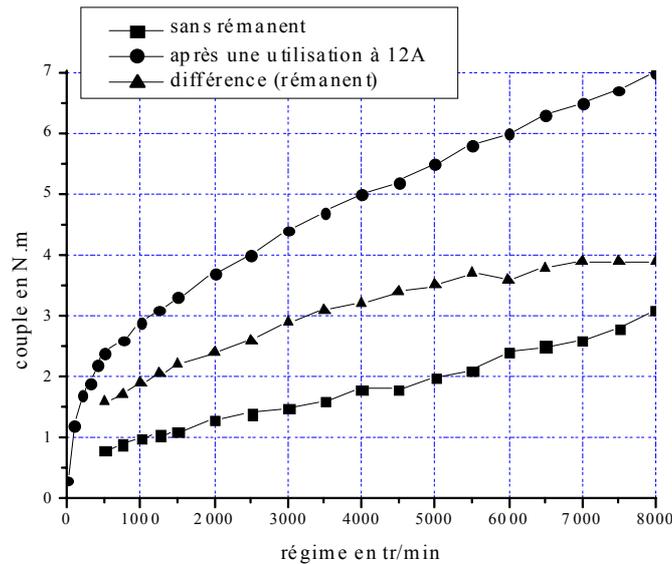


Figure 1.32 - Couple à vide ($I=0A$), et effet de rémanence magnétique sur un FE-300

Dans le cas d'essais moteurs, la courbe de couple à vide (ou traînée) est importante car elle situe la limite inférieure d'utilisation d'un frein (cf § 1.4.1). Il est important que cette traînée soit la plus basse possible et qu'elle soit maîtrisée. Dans le cas du FE-300 comme des autres freins, on relève avant utilisation et alimentation, la courbe du couple à vide (courbe sans rémanence sur la figure 1.32). Après une utilisation quelconque, la traînée augmente fortement. Dans notre cas nous sommes montés jusqu'à un courant supérieur à l'utilisation classique, c'est-à-dire 12A au lieu de 10A. Nous avons donc fortement saturé le circuit magnétique et notamment le rotor (pièce la plus sensible à l'effet de rémanence et au flux d'induction statique à cause de sa section de passage du flux la plus faible du circuit magnétique). La différence des deux courbes de couple à vide est due à un effet de rémanence magnétique qui correspond à une courbe de couple d'environ 0,5A.

De plus, nous avons pu remarquer que le couple à vide varie fortement avec l'utilisation du frein. La traînée augmente sensiblement à chaque utilisation et un arrêt prolongé ou un démontage du frein la diminue, comme le montre la figure suivante.

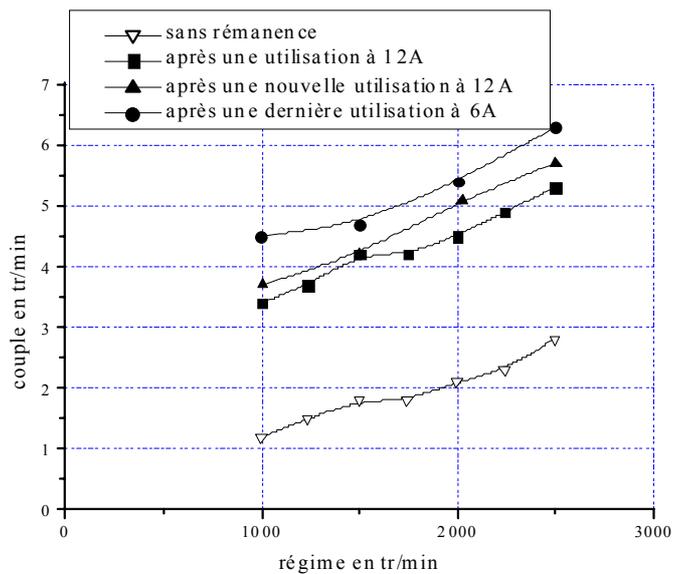


Figure 1.33 - Evolution du Couple à vide en fonction de l'utilisation du frein

Nous avons également remarqué des couples à vide plus importants sur le FE-300, que sur les autres freins de la gamme. En fait, le rayon intérieur d'un labyrinthe de FE-300 est très proche de la base des dents du rotor et donc de la partie massive de l'arbre (cf. figure 1.34).

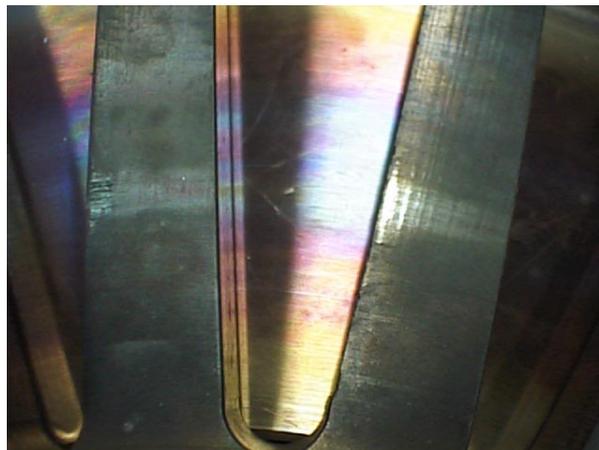
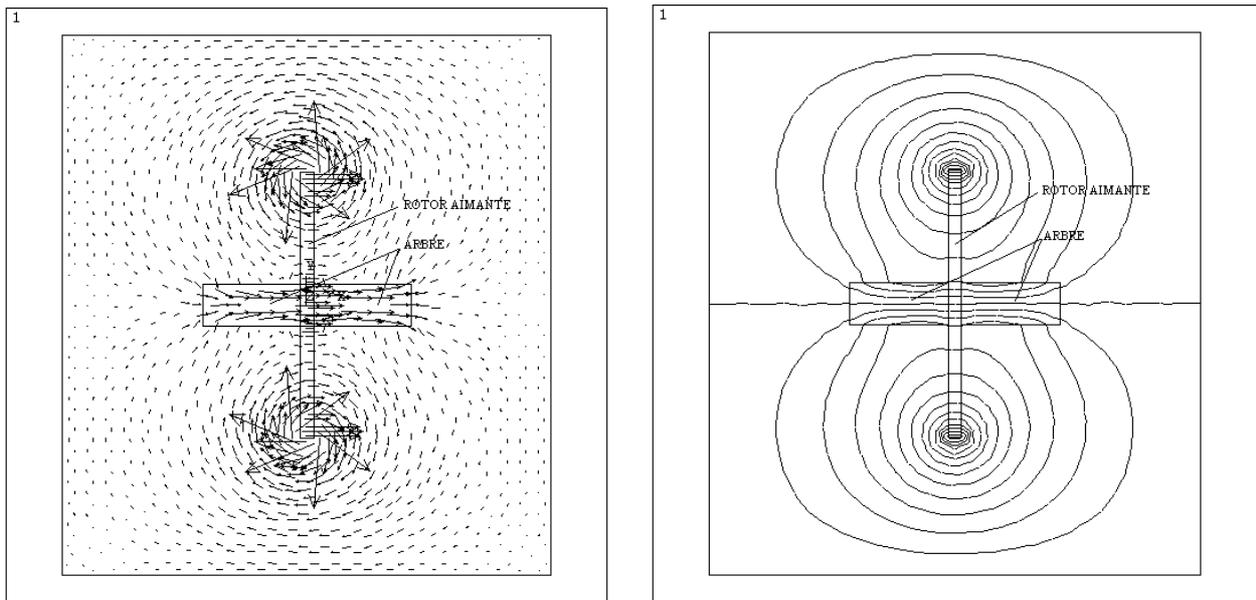


Figure 1.34 - Base des dents et labyrinthe du FE-300

En régime saturé (à fort courant), le rotor et l'arbre sont donc bien plus soumis aux flux de fuite que sur tous les autres freins. Le volume de fer magnétisé est plus important. Le rotor risque ainsi d'avoir une induction rémanente plus importante.

Nous avons réalisé quelques calculs par éléments finis sous ANSYS, afin de vérifier ce que nous avons pu visualiser de l'induction dans l'air autour d'un rotor lié à l'arbre et autour du frein à l'aide d'un capteur magnétique.



Figures 1.35 a,b - Induction (vecteurs et lignes de champ) créée par le rotor aimanté.

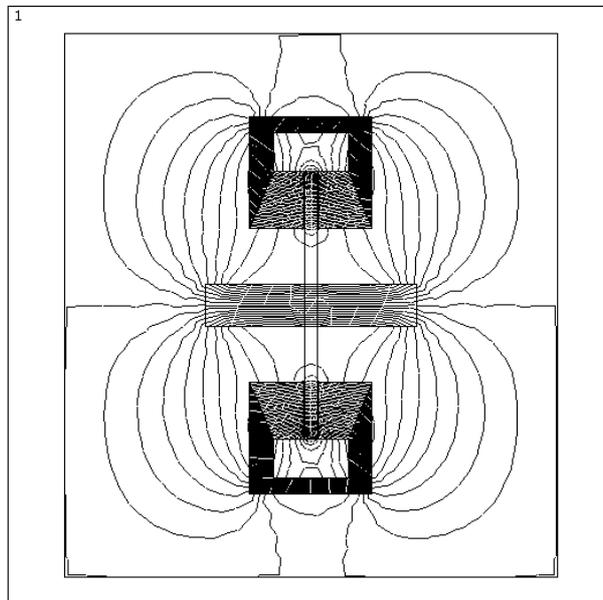


Figure 1.36 - Induction (lignes de champ) créée par le rotor et stator aimantés.

Il existe quelques moyens de diminuer ce problème :

- creuser un peu plus les dents à leur base (pour le cas du FE-300) ;
- choisir un matériau plus doux (en particulier pour le rotor) ;
- jouer sur l'alimentation et sa commande comme nous allons le voir dans le paragraphe suivant.

Dans un fonctionnement en moteur-frein sur un banc d'essais réversibles, il est cependant possible d'annuler ce couple à vide en asservissant le couple du moteur à une consigne $C=0$.

1.4.5 Alimentation

L'alimentation actuelle est la même pour toute la gamme de freins. Elle se branche sur le secteur 230V et fonctionne donc, après redressement, sur un bus continu d'environ 300V. Le courant

nominal est donc fixé pour tous les freins à 10A et dans certains cas particuliers, ce courant maximal peut être augmenté jusqu'à 12A voire 15A. La carte actuelle utilise une structure en demi-pont asymétrique. Il y a donc un seul sens du courant dans le frein, le sens du courant n'ayant pas d'influence apparente sur les performances de celui-ci.

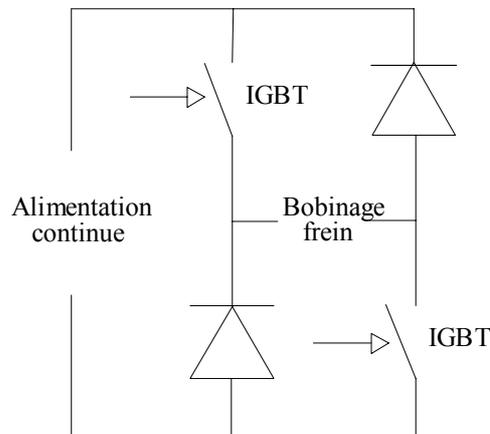


Figure 1.37 - Schéma d'un demi-pont asymétrique

Cette structure ne permet pas de démagnétiser les matériaux du frein par l'injection d'un courant négatif. Pour rendre cela possible, nous avons choisi de modifier la carte d'alimentation du frein pour un pont en H classique qui permet de choisir le sens du courant et de démagnétiser plus rapidement le circuit magnétique.

Les IGBT choisis sont des IRG4PC40UD (600V, 40A) et la fréquence de hachage est conservée à 4kHz.

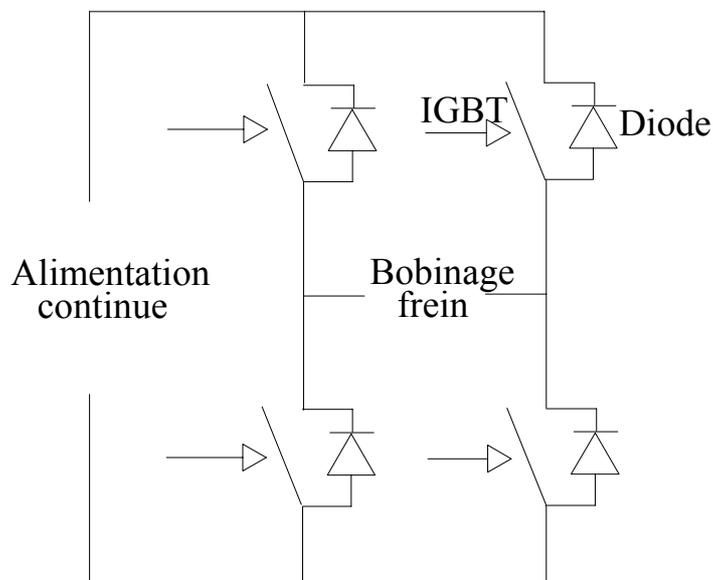


Figure 1.38 - Schéma du pont en H

Mais il faut aussi prévoir dans la commande, une phase de démagnétisation, pour réduire le phénomène de rémanence. Plusieurs stratégies sont possibles.

- **un système de démagnétisation**

Ce système consiste à alimenter le frein avec une sinusoïde de courant décroissante en amplitude et d'une fréquence suffisamment basse pour que la variation d'induction magnétique pénètre bien tout le matériau (effet de peau). Vu l'épaisseur du circuit magnétique d'un frein FE-300 (89mm), il faut une fréquence d'au moins 0,05Hz pour obtenir une épaisseur de peau comparable à la moitié de l'épaisseur du circuit magnétique. Ce système risque donc de durer quelques minutes. De plus, pour rendre la démagnétisation efficace et homogène, il faudrait que le rotor tourne pendant la manipulation.

Ce système nécessite donc une mise en œuvre compliquée.

- **un système inversant le sens du courant à chaque passage par zéro**

Un tel système nécessite un relevé de la mesure et de la consigne du courant.

Il permet à l'induction rémanente de rester dans une fourchette dont les extrêmes seront toujours inférieurs à l'induction rémanente obtenue en gardant le même sens de courant.

L'avantage est la baisse de la courbe de couple à vide afin qu'elle puisse rentrer dans un gabarit souhaité. L'inconvénient est la variation de cette courbe de couple à vide en fonction des utilisations précédentes (inconvénient déjà observé à l'heure actuelle).

- **un système de régulation du couple à sa valeur minimale (nulle si possible)**

Ce système consiste à annuler le couple, en cherchant la valeur faiblement négative du courant qui permet d'annuler l'induction rémanente. Un tel système est réalisable si la valeur du couple n'est pas trop sensible à la valeur du courant autour de ce point de fonctionnement.

La quantification des améliorations de ces systèmes nécessite des essais. Les progrès ne seront déterminés qu'a posteriori.

CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, nous avons évoqué les machines de charge utilisées ou utilisables sur les bancs d'essais moteurs : freins, machines électriques et ensembles frein + machine. Ces systèmes de charges sont séparés en deux parties : les charges pour bancs d'essais "statiques", et celles pour bancs "dynamiques".

Pour ce qui est des bancs d'essais "statiques", les freins hydrauliques sont utiles surtout pour les essais en endurance à forte charge et à forte vitesse. Mais dès que l'on désire un peu plus de souplesse d'utilisation, un frein à courants de Foucault homopolaire semble le plus qualifié pour répondre à tous les besoins. Par rapport au frein hétéropolaire, il a l'avantage d'avoir des parties chauffantes au stator, qui sont simples à refroidir. De plus, il a un rotor passif et donc une inertie très faible. C'est pourquoi ce type de frein est utilisé depuis longtemps sur les bancs d'essais. Le frein électromagnétique à poudre n'est utilisé en tant que frein que sur les petits bancs d'essais de moteurs électriques à moindre coût.

Pour ce qui est des bancs "dynamiques" utilisant une machine électrique, il existe à l'heure actuelle deux solutions. La solution la moins chère consiste à accoupler un frein à courants de Foucault à un moteur à courant continu dans une configuration combinée (c'est-à-dire 220kW d'un frein à courants de Foucault + 75kW d'un moteur électrique). La solution la plus performante comprend une machine asynchrone de configuration totalement réversible (220kW d'une machine électrique motrice et génératrice). Aux vues des différentes machines évoquées dans ce chapitre, on peut imaginer des solutions plus avantageuses sur l'ensemble des critères de choix d'une machine de charge de banc d'essais moteurs. C'est pourquoi nous avons opté pour rechercher et dimensionner une structure où le frein à courants de Foucault et la machine électrique profitent du même rotor, afin d'avoir les performances désirées pour un banc d'essais moteurs proposant des masses tournantes faibles et un rotor court. L'étude d'une telle structure sera l'objet du chapitre 4.

Pour terminer le chapitre, nous nous sommes intéressés aux phénomènes physiques qui concernent le frein (thermique et mécanique), puis au souci du couple à vide, ainsi qu'à la présentation de l'alimentation électrique du frein. L'étude critique de ces phénomènes nous a permis de mieux cerner l'environnement du frein (autre qu'électromagnétique) et de proposer des améliorations simples telles que le système de refroidissement et les systèmes de démagnétisation du frein.

Après la description d'un tel dispositif, il est nécessaire d'élaborer des modèles électromagnétiques de dimensionnement du frein à courants de Foucault. C'est l'objet du chapitre suivant.

Chapitre 2

MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE DES FREINS A COURANTS DE FOUCAULT HOMOPOLAIRES

INTRODUCTION	43
2.1 PRESENTATION DE LA DEMARCHE DE MODELISATION DES FREINS.....	44
2.2 MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE DES MATERIAUX	50
2.2.1 Modélisation magnétique des matériaux	50
2.2.2 Modélisation électrique des matériaux	52
2.2.3 Modèle thermique moyen.....	54
2.3 MODELES MAGNETO-DYNAMIQUES LINEAIRES	57
2.3.1 1 ^{er} modèle : sans réaction d'induit (ou à induction imposée).....	58
2.3.2 2 ^{ème} modèle : avec réaction d'induit.....	59
2.3.3 Puissance dissipée par effet Joule	63
2.3.4 Efforts électromagnétiques.....	65
2.4 VALIDATION NUMERIQUE DES MODELES LINEAIRES.....	68
2.4.1 Présentation des outils de calcul.....	68
2.4.2 Résultats pour chaque paramètre.....	70
2.4.2.1 la conductivité σ	70
2.4.2.2 la vitesse v	71
2.4.2.3 la perméabilité relative μ_r	72
2.4.2.4 le pas τ	74
2.5 MODELES MAGNETO-DYNAMIQUES SATURES	76
2.5.1 3 ^{ème} modèle : prise en compte de la non-linéarité du matériau par itération.....	77
2.5.2 4 ^{ème} modèle : prise en compte de la non-linéarité en fonction de la profondeur.....	80
2.5.3 Puissance dissipée par effet Joule	84
2.6 INFLUENCE DES LIMITES TRANSVERSALES SUR LES COURANTS DE FOUCAULT.....	86
2.7 VALIDATION EXPERIMENTALE DES MODELES.....	90
2.7.1 Mesures	90
2.7.2 Programme d'aide au dimensionnement	90
2.7.3 Validité du modèle thermique	91
2.7.4 Comparaison des différents modèles.....	91
2.7.4.1 Courbes Couple-Vitesse	92
2.7.4.2 Courbes Couple-Courant.....	93
2.7.4.3 Mesures sur la maquette de faible puissance	94
CONCLUSION	97

INTRODUCTION

Dans le but de concevoir un moteur-frein à réluctance variable et à courants de Foucault, il est tout d'abord nécessaire de modéliser un frein à courants de Foucault. Il est alors nécessaire d'élaborer un module de calcul des courants de Foucault générés dans une structure homopolaire. C'est pourquoi nous allons tenter de le développer dans ces modèles. Nous pourrions ainsi prévoir les performances du frein à partir de ses caractéristiques géométriques et des matériaux utilisés et optimiser sa géométrie.

Nous avons pu voir au chapitre précédent les grands principes de fonctionnement du frein à courants de Foucault homopolaire. Dans une première partie de ce chapitre nous allons revenir sur ce fonctionnement afin de bien séparer les phénomènes et de les modéliser. Au LESiR, plusieurs travaux ([Monc 96], [Grac 97], [Bray 98]) ont été effectués dans ce but. La solution choisie est de découpler les phénomènes statiques et dynamiques. Ce chapitre est consacré principalement à la recherche d'un modèle dynamique analytique fiable.

Dans la plupart des cas usuels de l'électrotechnique, les pertes fer (hystérésis, courants de Foucault) sont estimées de manière empirique avec des modèles valables pour un cas bien précis. La modélisation par éléments finis reste très lourde. Il reste donc à trouver un modèle analytique qui tienne compte des variations géométriques et de la nature des matériaux. Pour appuyer ce modèle analytique dynamique, une modélisation électrique et magnétique des matériaux utilisés est proposée dans une deuxième partie. Nous y prenons en compte l'effet de la température sur les paramètres de modélisation.

Le cas le plus courant du calcul dynamique des courants de Foucault est assez simple car il ne tient pas compte de la réaction d'induit ni de la non-linéarité magnétique des matériaux. Dans la troisième partie, nous allons donc calculer les courants de Foucault dans le cas d'un matériau linéaire mais en tenant compte de la réaction d'induit. Ce modèle est validé dans la quatrième partie par comparaison avec des calculs par éléments finis (sous ANSYS). Puis dans la cinquième partie, nous étudions le cas de la saturation magnétique et son influence sur les courants de Foucault. Deux modèles "saturés" seront proposés. Dans la sixième partie, nous étudions les effets de bord qui limitent les courants de Foucault. Puis en définitif, nous comparons ces modèles avec des essais réalisés sur différents types de freins et de matériaux, en vue de leur validation.

2.1 PRESENTATION DE LA DEMARCHE DE MODELISATION DES FREINS

Le frein à courants de Foucault (cf. § 1.2.3.2) homopolaire comporte deux parties importantes :

- La **zone de retour** (Z.R.) est composée d'un bobinage global, d'une culasse où se referment les lignes de flux et de labyrinthes permettant la circulation d'eau nécessaire pour le refroidissement du frein. Cette zone est axisymétrique et crée un champ magnétique indépendant de la position angulaire. La bobine est alimentée par un courant continu qui rend donc ce champ unidirectionnel.

Nous avons représenté sur la figure 2.1 une coupe d'un frein homopolaire à courants de Foucault.

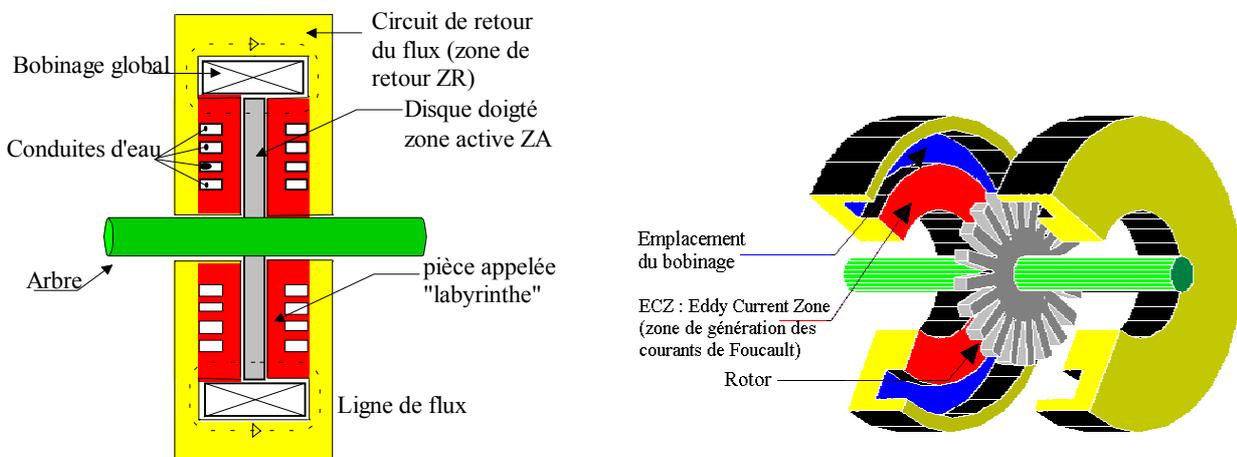


Figure 2.1 - Coupe et vue 3D éclatée d'un frein

- La **zone active** (Z.A.) est composée du disque doigté rotorique créant la non-uniformité de l'induction en surface des parties conductrices (cf. figure 2.2), de l'entrefer et de la surface des parties conductrices (a : ECZ, Eddy current zone, partie conductrice, ou encore zone de génération des courants de Foucault, cf. figure 1.14).

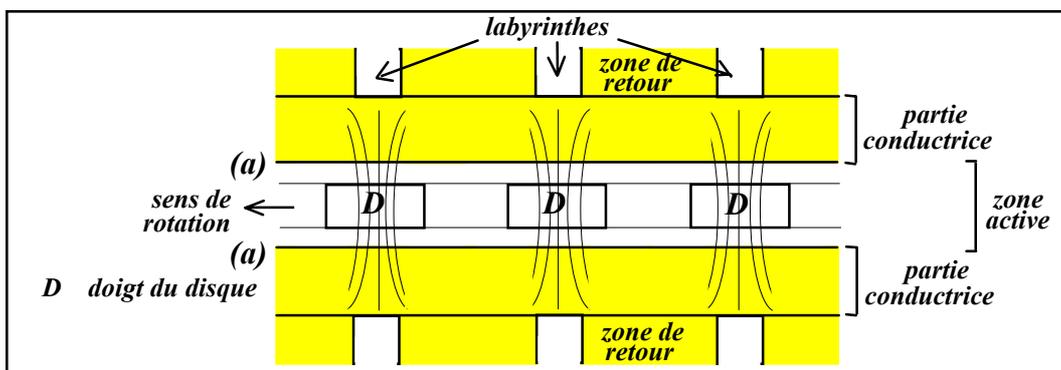


Figure 2.2 - Représentation des lignes d'induction magnétique [Bray 98]

La rotation du disque entraîne celle des lignes de champ. Un point fixe de l'ECZ en surface de l'entrefer voit une variation du champ et est donc le siège de courants induits.

Le disque doigté en rotation crée un champ tournant grâce au bobinage global qui magnétise le fer. Ce champ tournant correspond à une variation spatio-temporelle autour d'une valeur moyenne

(valeur dite de polarisation). Dans l'hypothèse de faibles variations de l'induction autour du point de polarisation, nous pouvons séparer les deux phénomènes, polarisation et variation. Notons que la polarisation des matériaux a pour effet de modifier la perméabilité incrémentale du matériau magnétique, siège des courants de Foucault.

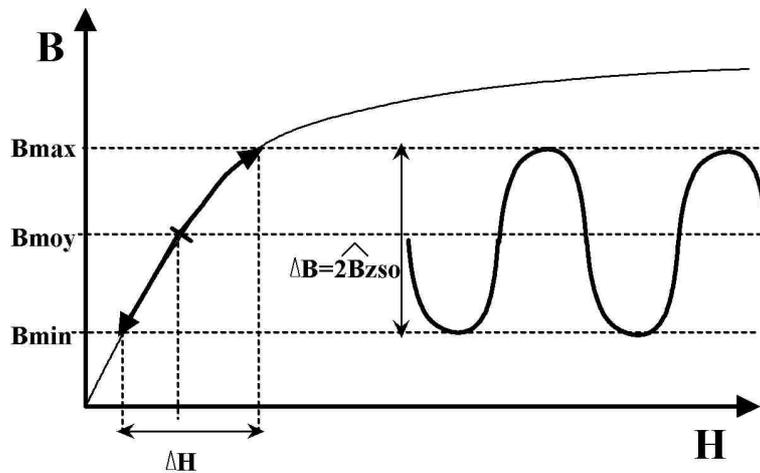


Figure 2.3 - Variations de l'induction en quasi-statique sur la courbe $B(H)$ pour un point en surface de l'ECZ.

Nous pouvons donc constater que le fonctionnement du frein à courants de Foucault homopolaire dépend de deux phénomènes clés : la répartition en régime statique de l'induction normale à la surface de l'ECZ (induction excitatrice, cf. figure 1.14) et l'influence du mouvement sur les pertes Joule (cf. figure 1.15).

C'est pourquoi les études passées [Monc 96], [Grac 97], [Bray 98], ont déterminé une stratégie de modélisation des freins qui se décompose en deux études : statique et dynamique.

L'étude statique ($\Omega = 0$) nous permet, pour une géométrie donnée, de déterminer le point de polarisation statique et ainsi de connaître la répartition spatiale de l'induction statique en surface des parties conductrices (ECZ) du frein et la valeur de la perméabilité relative incrémentale du matériau au point de fonctionnement.

L'étude dynamique ($\Omega \neq 0$) (Figure 2.4) utilisant un calcul analytique à partir des équations de Maxwell et l'outil mathématique MATLAB va nous permettre de connaître la densité des courants de Foucault pour une fréquence de rotation et une valeur de conductivité électrique données.

La démarche de modélisation est illustrée par le synoptique de la figure 2.4.

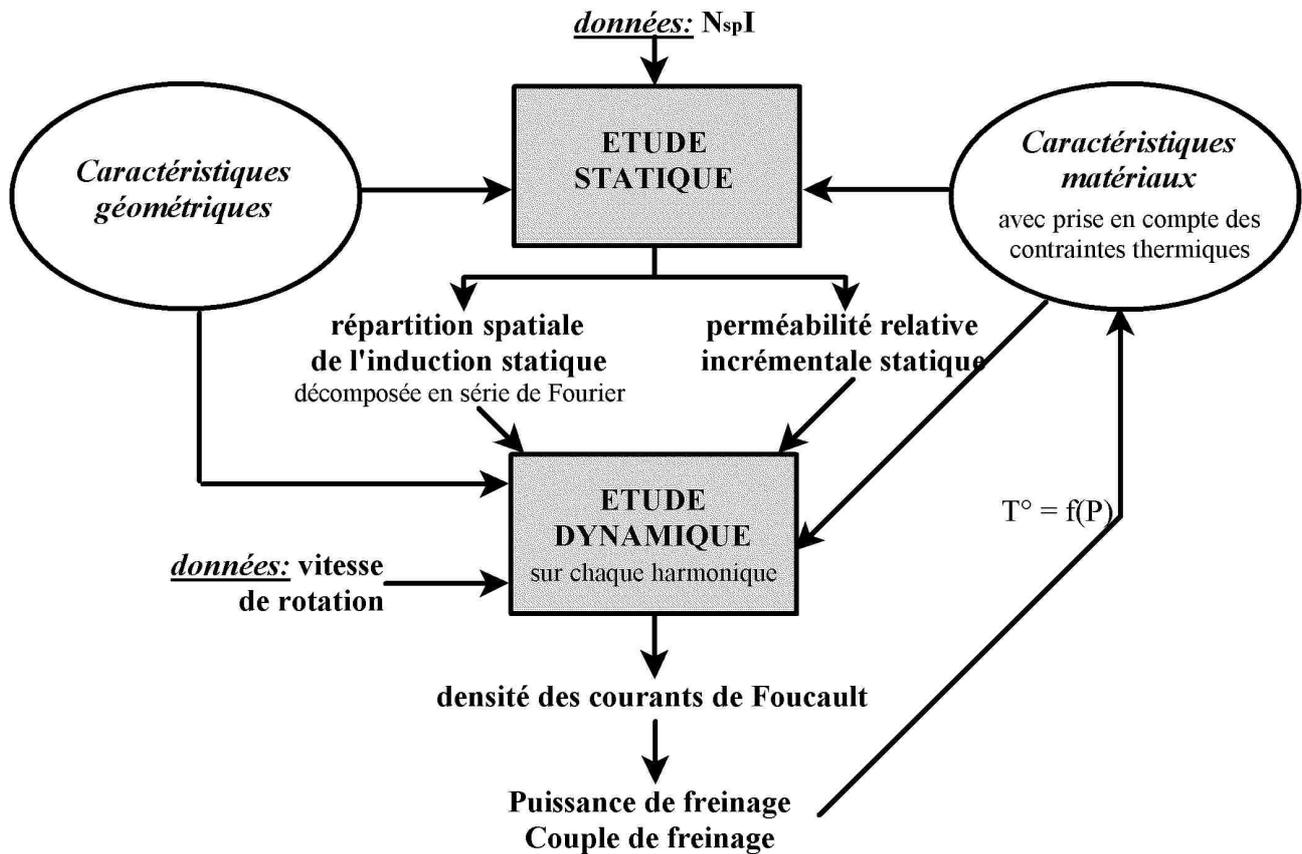


Figure 2.4 - Synoptique général de la modélisation d'un frein

Modèle statique :

L'étude statique décompose le frein en deux parties : la zone active et la zone de retour (cf. figures 2.2, 2.5, 2.6).

Au cours de l'étude statique, nous faisons deux hypothèses principales :

- Les deux surfaces des zones où ont lieu les courants de Foucault (ECZ) sont des équipotentielles scalaires. Elles marquent la séparation entre la zone active et la zone de retour. Cette hypothèse revient à considérer que la perméabilité relative du matériau utilisé est grande devant l'unité.

- Afin de simplifier l'étude de la zone active, nous considérons une géométrie plane équivalente au frein réel. Celle-ci correspond au développement linéaire du frein suivant le rayon moyen de la zone active.

- La zone active est constituée du disque doigté et des entrefers. Elle est séparée de l'autre zone par les deux surfaces où ont lieu les courants de Foucault.

La zone active nécessite une étude fine. Nous devons connaître l'influence des dents et de l'entrefer afin de déterminer précisément la répartition spatiale de l'induction statique en surface de l'ECZ. Elle est donc modélisée sous la forme d'un calcul par éléments finis 2D magnéto-statique non linéaire développé au LESiR. Ce calcul se fait sur la zone d'étude (cf. figure 2.5) en considérant la surface où ont lieu les courants de Foucault et la surface de l'axe de symétrie comme des équipotentielles scalaires. On obtient ainsi la répartition spatiale de l'induction en statique sur la surface du matériau.

Le flux traversant la zone active est calculé par intégration de l'induction sur la surface de l'ECZ.

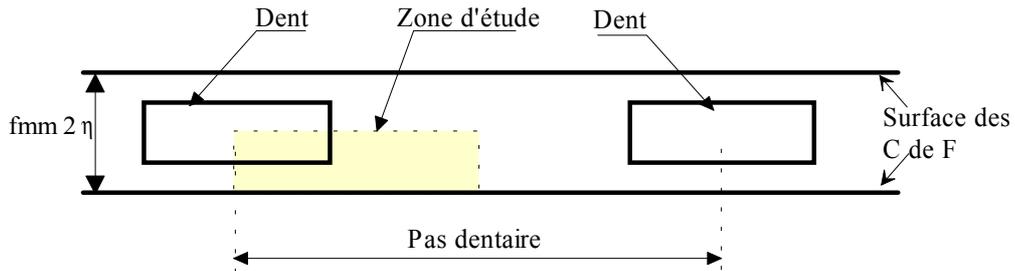


Figure 2.5 - Géométrie de la zone active

- La zone de retour comprend tout le circuit de retour du flux, y compris la zone où ont lieu les courants de Foucault. Cette zone ne nécessite pas la même précision de calcul que dans le cas précédent. Mais le modèle choisi doit permettre un calcul rapide de la DDP magnétique entre les deux surfaces de l'ECZ. La zone de retour est donc modélisée par un schéma réductant et donc par une matrice de réductances saturables. Nous tenons compte ainsi de la perte de force magnétomotrice dans le circuit de retour et de la non-linéarité du matériau. La non-linéarité est prise en compte par un calcul itératif basé sur l'algorithme de Newton Raphson.

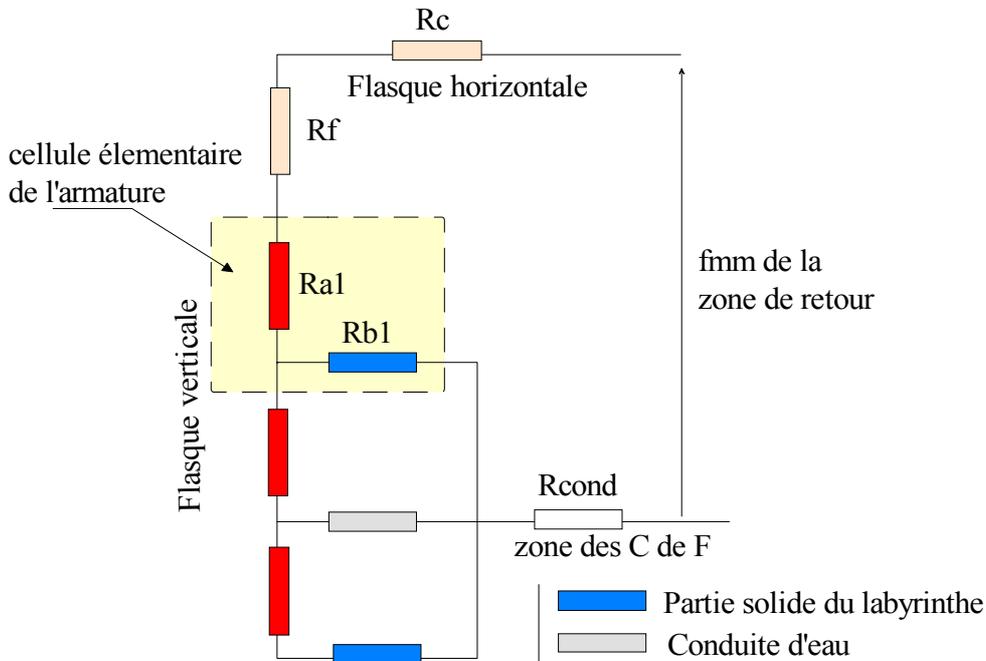


Figure 2.6 - Schéma réductant de la zone de retour

Les deux surfaces séparant la zone de retour et la zone active (surfaces de la zone où ont lieu les courants de Foucault) sont des équipotentielles scalaires séparées par une variation de potentiel scalaire 2η . Afin de déterminer le point de fonctionnement du frein, nous jouons sur la valeur de η pour obtenir la même valeur du flux pour la zone active et la zone de retour. Nous opérons pour cela une simple dichotomie sur la valeur de η .

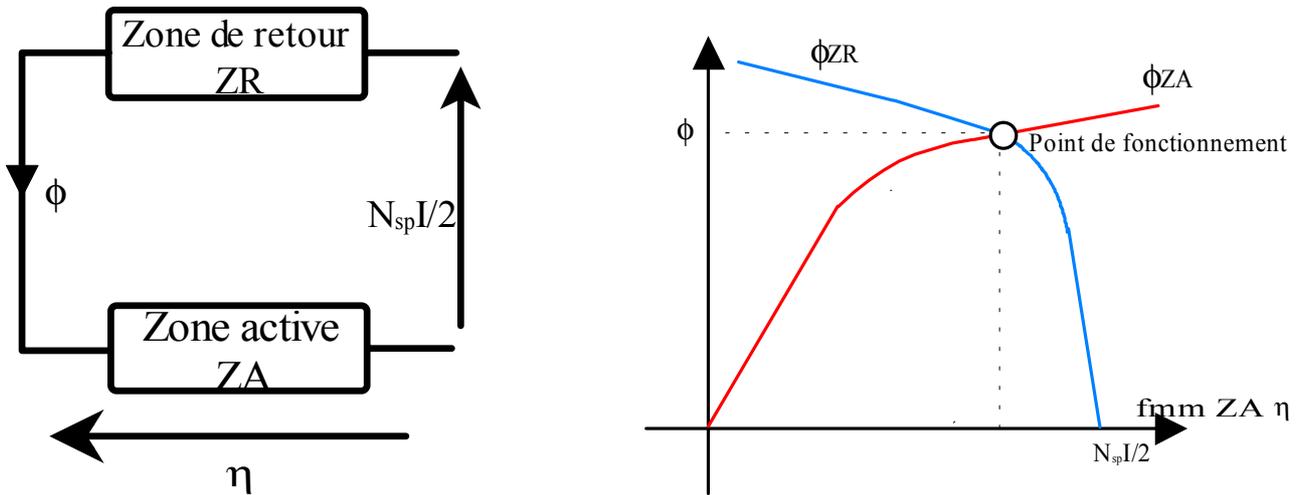


Figure 2.7 a,b - Schéma réductant du frein et point de fonctionnement (après dichotomie)

La démarche générale entreprise pour l'étude statique est représentée par le synoptique suivant (cf. figure 2.8) :

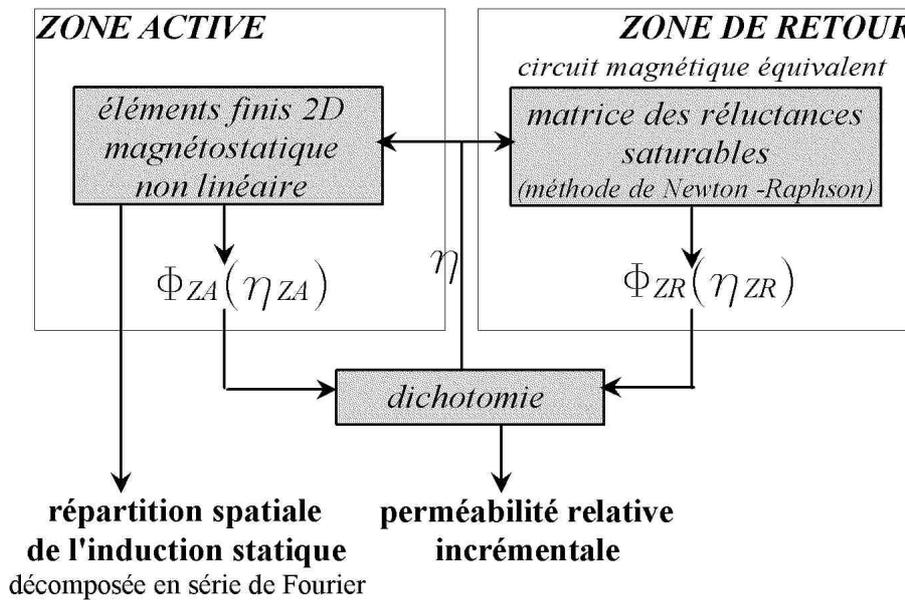


Figure 2.8 - Démarche générale de l'étude statique

L'étude statique nous permet d'obtenir la valeur de la perméabilité relative incrémentale statique et aussi la répartition spatiale de l'induction statique sous la forme suivante :

- Le calcul, par éléments finis 2D, magnéto-statique, non-linéaire, nous donne les lignes de champ dans la zone d'étude (cf. figure 2.5) :

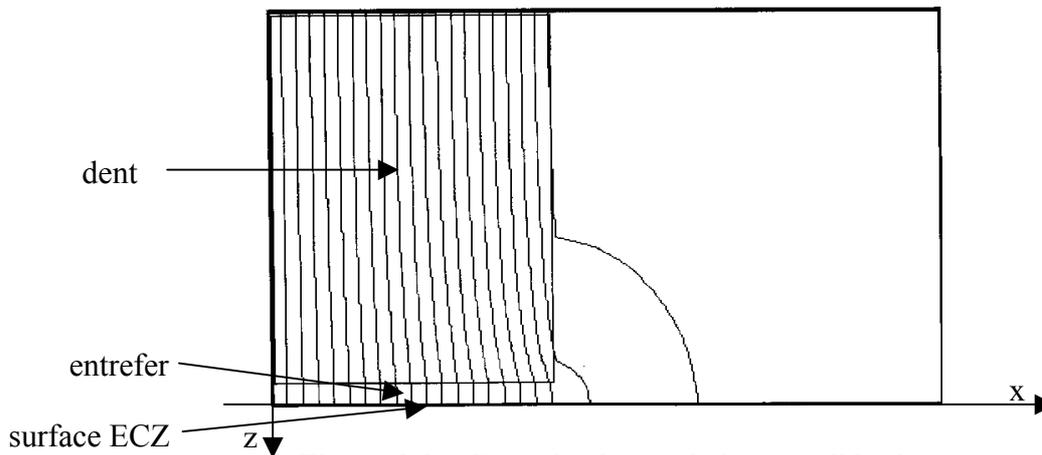


Figure 2.9 - Carte de champ de la zone d'étude

- De plus il nous permet d'obtenir la forme d'onde de B_{zs0} sur la surface de l'ECZ, ainsi que les harmoniques associées :

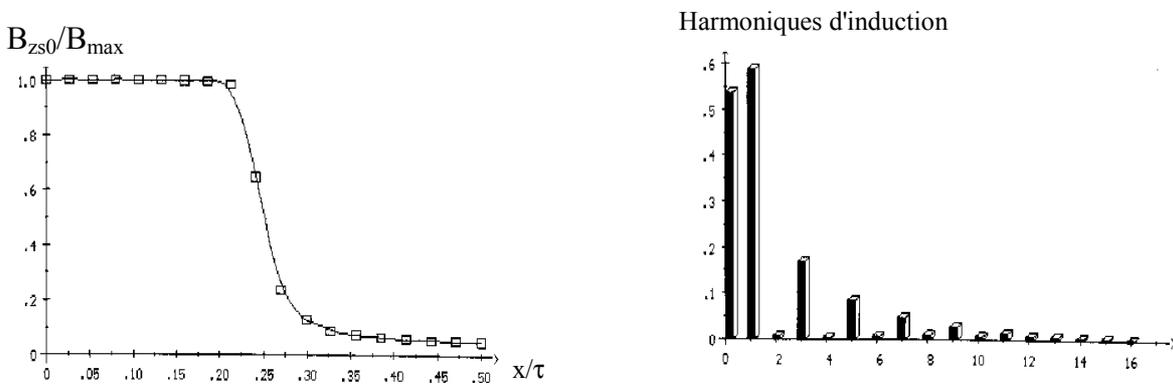


Figure 2.10 a,b - Variations de l'induction en fonction de la position et les amplitudes de ses harmoniques \hat{B}_{zs0_n}/B_{max}

$$B_{zs0} = \sum_{n=0}^{\infty} \hat{B}_{zs0_n} \cos\left(2n\pi \frac{x}{\tau}\right) \tag{2.1}$$

Les valeurs de \hat{B}_{zs0_n} et de la perméabilité relative incrémentale statique seront ainsi les bases du modèle magnéto-dynamique analytique.

Afin de modéliser les phénomènes dynamiques, et ce dans la géométrie du frein, il nous aurait fallu un code de calcul éléments finis 3D avec terme de transport ($\vec{v} \wedge \vec{B}$). Un tel code dans une optique d'étude paramétrique et d'optimisation s'avère inadapté tant en terme de temps de calcul, de taille mémoire et surtout de souplesse d'utilisation. Nous nous sommes alors orientés vers la recherche de modèles magnéto-dynamiques analytiques, voire semi-analytiques. Le développement ainsi que la validation de ces modèles font l'objet de la fin de ce chapitre. Avant cela, il a fallu établir des modèles électromagnétiques et thermiques des matériaux utilisés.

2.2 MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE DES MATERIAUX

Les matériaux rencontrés [Acie 98] sont étudiés sur leurs caractéristiques magnétiques et électriques et dans une moindre mesure sur celles mécaniques et thermiques. Le choix du matériau concerne surtout celui où ont lieu les courants de Foucault, c'est-à-dire celui des labyrinthes du frein. Mais nous nous intéressons aussi au matériau du rotor et dans une proportion moindre à celui du circuit de retour (cf. figure 2.1). La recherche de matériaux magnétiques adéquats et l'analyse de leurs comportements face aux différentes contraintes existantes est une part majeure de notre étude. La contrainte principalement étudiée est thermique, car la conductivité varie avec la température.

2.2.1 Modélisation magnétique des matériaux

La courbe $B(H)$ du matériau où ont lieu les courants de Foucault est un élément déterminant de la modélisation des freins à courants de Foucault.

Des mesures ont été faites sur plusieurs aciers avec le banc de mesure suivant :

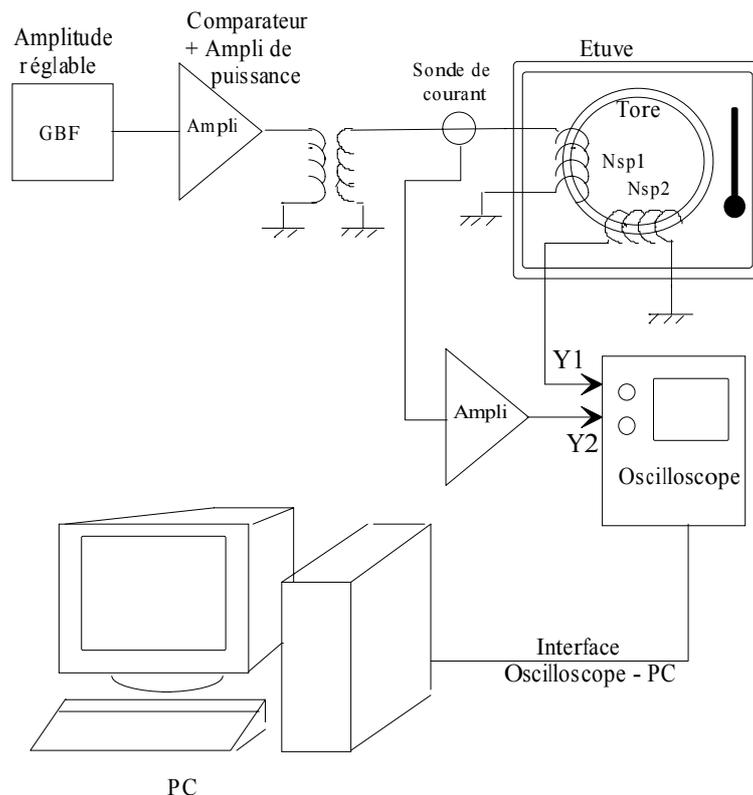


Figure 2.11 - Banc de caractérisation des matériaux magnétiques [Grac 97]

Le banc de mesure permet de relever la courbe caractéristique $\hat{B}(\hat{H})$, représentant la variation de l'induction maximale \hat{B} en fonction du champ maximal \hat{H} , pour l'étude du frein. D'autre part, afin de faire intervenir la température (notée T°) dans le modèle global du frein, il nous faut relever cette caractéristique pour différentes températures dans une étuve thermorégulée.

Les essais ont été réalisés sur des échantillons de forme torique de section carrée. Ces tores utilisés ont un diamètre extérieur de 67mm, intérieur de 47mm, et une section carrée de 10×10mm.

Les fréquences utilisées sont inférieures à 1Hz afin d'éviter les effets de peau.

Un modèle analytique devra être tiré des mesures, mais il ne faut pas perdre de vue que, pour un même matériau, la perméabilité peut varier d'une coulée à l'autre (les fondeurs ont d'ailleurs pour référence des plages de valeurs plutôt que des valeurs précises), ce qui relativise la recherche de modèle $B(H, T^\circ)$.

Le modèle analytique choisi pour représenter les courbes $B(H)$ est le modèle « racine » [Grac 97], [Ocon 85].

$$\begin{cases} \hat{B}(\hat{H}) = \mu_0 \cdot \hat{H} + B_{\text{sat}} \cdot \frac{H_g + 1 - \sqrt{(1 + H_g)^2 - 4 \cdot H_g \cdot (1 - \xi)}}{2 \cdot (1 - \xi)} \\ H_g = (\mu_{r0} - 1) \cdot \frac{\mu_0 \cdot \hat{H}}{B_{\text{sat}}} \end{cases} \quad (2.2)$$

μ_{r0} : paramètre du modèle donnant la pente à l'origine.

B_{sat} : paramètre du modèle déterminant l'induction à saturation.

ξ : paramètre permettant de contrôler le coude de saturation.

Nous avons programmé une recherche de modèle par la méthode des moindres carrés sous environnement Matlab. Les modèles sont relativement proches des mesures (cf. figure 2.12).

Nous avons fait ces mesures à 20°C pour plusieurs matériaux différents dont : ARMCO, 13 CD 4, 42 CD 4, Matériau Borghi & Saveri.

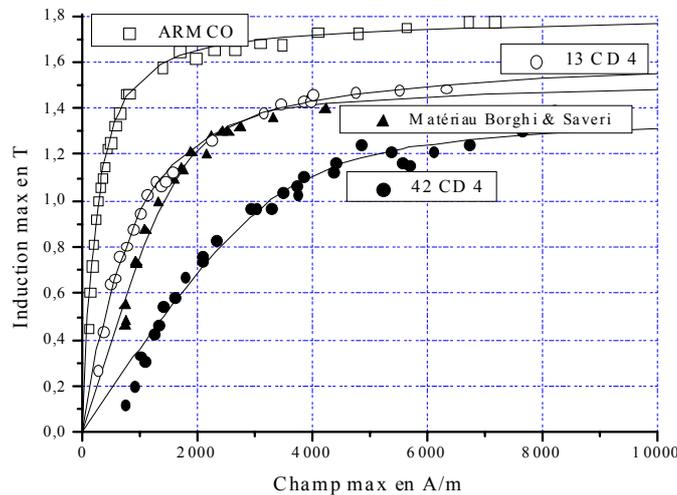


Figure 2.12 - Courbe d'aimantation des différents matériaux

Puis, nous nous sommes intéressés à l'influence de la température [Chen 58] sur les trois paramètres du modèle « racine ». Des mesures ont donc été faites sur l'ARMCO [Armc 97] pour des températures allant de 20°C à 460°C [Bray 98].

Les différentes mesures (cf. figure 2.13.a) ont mis en évidence que :

- ξ est constant sur toute la plage de mesure des températures.
- μ_{r0} est constante sur toute la plage de mesure des températures.
- B_{sat} décroît linéairement (cf. figure 2.13.b), (La température de 460°C est encore assez loin du point de Curie $T_c^{\circ}=770^{\circ}\text{C}$). Nous avons identifié un modèle linéaire :

$$\begin{aligned} B_{sat} &= B_{sat0} + a \cdot T^{\circ} \\ B_{sat} &= 1,77 - 0,00029 \cdot T^{\circ} \end{aligned} \quad (2.3)$$

avec B_{sat0} : induction à saturation à 0°C (1,77 T pour l'ARMCO)
 $a = -2,9 \cdot 10^{-4}$ T/K.

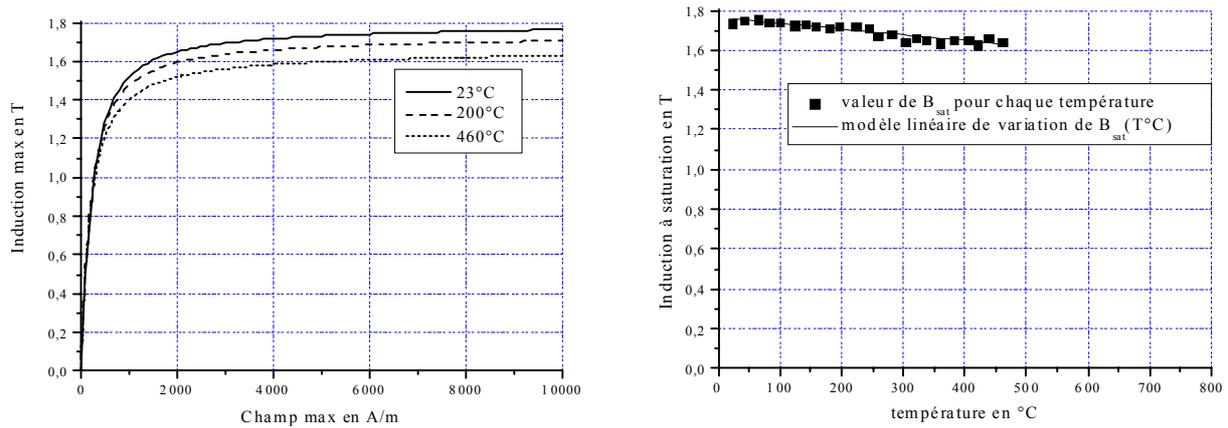


Figure 2.13 a,b - Influence de la température sur la courbe d'aimantation et l'induction à saturation de l'ARMCO

Cette identification ayant été faite uniquement sur l'ARMCO, la variation de ces paramètres en fonction de la température sera donc supposée identique pour les autres aciers utilisés ou utilisables pour les labyrinthes des freins à courants de Foucault homopolaires.

2.2.2 Modélisation électrique des matériaux

La connaissance précise de la conductivité électrique sous contrainte thermique est nécessaire pour le calcul des performances électromagnétiques.

Nous avons mesuré la conductivité électrique avec la méthode des quatre points, qui offre une bonne précision de la valeur de la résistance de l'échantillon du matériau (de l'ordre du $\mu\Omega$).

Le montage réalisé est illustré sur la figure suivante :

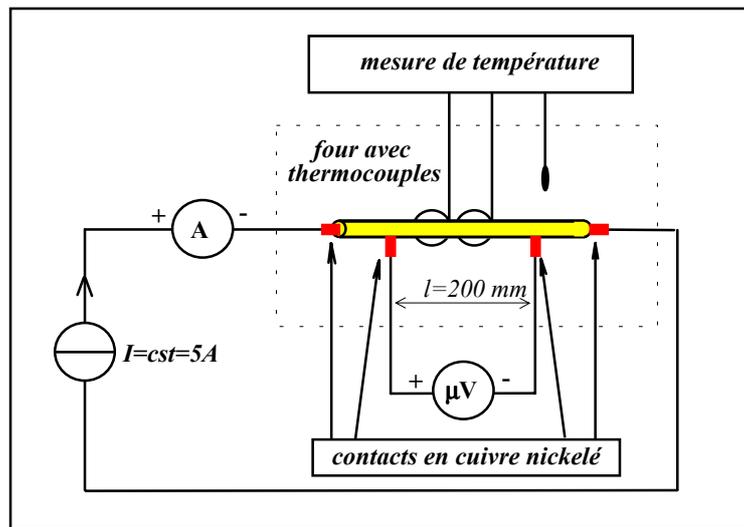


Figure 2.14 - Schéma du montage de caractérisation électrique des matériaux

L'échantillon utilisé est une tige cylindrique de longueur 300mm et de diamètre 6mm. Les mesures ont été effectuées de 20°C à 220°C.

La recherche d'un modèle mathématique se rapprochant le plus possible de la caractéristique expérimentale, $\sigma = f(T^\circ)$, se base sur la variation linéaire de la résistance électrique en fonction de la température.

La variation de la conductivité s'exprime donc de la façon suivante :

$$\sigma_{\theta_1} = \sigma_{\theta_0} \frac{1}{1 + a(T^\circ_1 - T^\circ_0)} \quad (2.4)$$

Les résultats expérimentaux et le modèle nous permettent d'en déduire les valeurs des paramètres pour les trois types de matériaux caractérisés :

ARMCO :

$$a = 0,00614 \text{ K}^{-1} \text{ et } \sigma_0 = 11,1 \cdot 10^6 \text{ S/m}$$

13 CD 4 :

$$a = 0,00314 \text{ K}^{-1} \text{ et } \sigma_0 = 5,2 \cdot 10^6 \text{ S/m}$$

42 CD 4 :

$$a = 0,00201 \text{ K}^{-1} \text{ et } \sigma_0 = 4,4 \cdot 10^6 \text{ S/m}$$

avec σ_0 , la conductivité électrique du matériau à 0°C.

Ces modèles nous permettent de tracer les courbes suivantes :

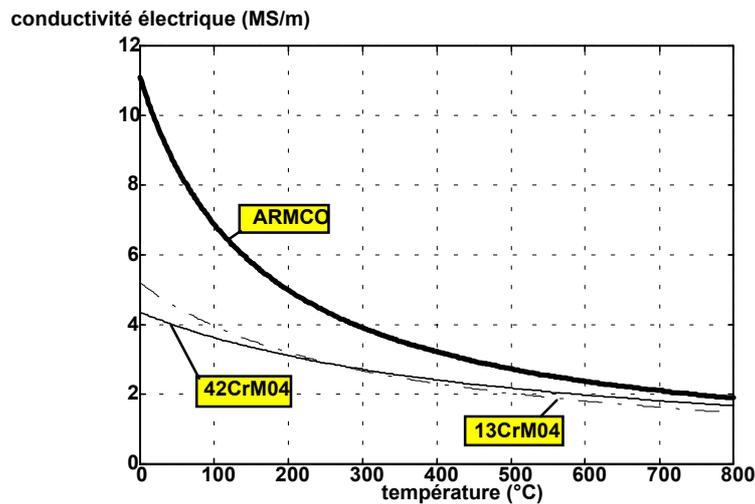


Figure 2.15 - Influence de la température sur la conductivité électrique [Bray 98]

Nous avons pu constater [Bray 98] que la conductivité et l'aimantation à saturation sont les deux caractéristiques électromagnétiques du matériau qui varient sensiblement avec la température. Or la conductivité a une influence notable sur la puissance de freinage. Les relevés effectués par la méthode des quatre points montrent une baisse d'environ 20% de la valeur de la conductivité entre 0° et 100°C. Cette diminution entraîne une baisse notable de la puissance de freinage, comme le montre la figure 2.16. Celle-ci varie approximativement en racine carrée de la conductivité (cf. figure 2.26.d).

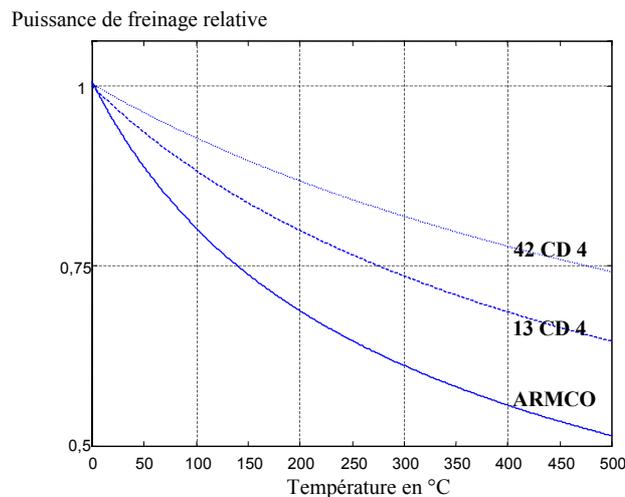


Figure 2.16 - Modélisation de l'influence de la température sur la puissance de freinage

D'autre part, à 0°C et à puissance égale, on peut remarquer sur la figure ci-dessus que la puissance de freinage est d'autant plus sensible à la température que l'acier utilisé pour les labyrinthes est pur en fer.

2.2.3 Modèle thermique moyen

Sur les freins existants, à l'aide de thermocouples insérés dans les labyrinthes, nous relevons les températures des labyrinthes à 3mm de la surface où ont lieu les courants de Foucault. Ces relevés nous ont permis de tracer, pour deux freins (FE-300 et DE-220 (prototype de 220 kW réalisée au sein du groupe D2T, cf. § 3.4.3)) en régime établi, la température du labyrinthe en fonction de la puissance de freinage, (cf. figure 2.17).

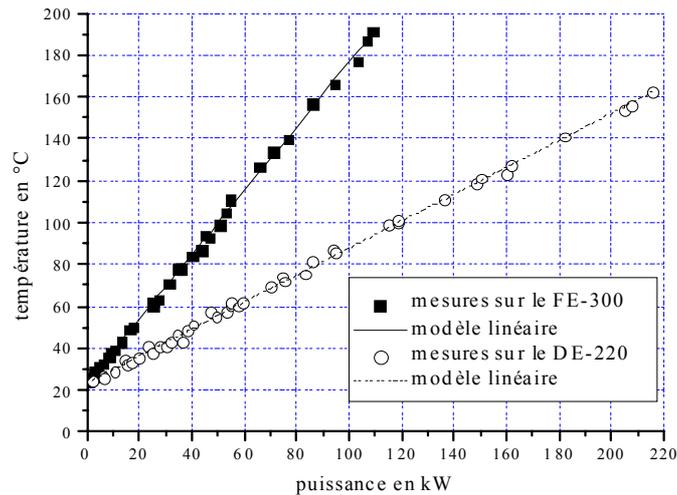


Figure 2.17 - Température en fonction de la puissance pour le FE-300 et le DE-220

Ces mesures sont regroupées par type de frein identique, système de refroidissement identique, et pressions d'entrée-sortie d'eau identiques. Pour chacun des freins nous avons ainsi un modèle thermique moyen simplifié :

- FE-300 :

$$T^{\circ}(\text{°C}) = T^{\circ}_{\text{amb}}(\text{°C}) + 1,53 (\text{°C/kW}) \cdot P(\text{kW}) \quad (2.5)$$

- DE-220 :

$$T^{\circ}(\text{°C}) = T^{\circ}_{\text{amb}}(\text{°C}) + 0,643 (\text{°C/kW}) \cdot P(\text{kW}) \quad (2.6)$$

Remarque : le labyrinthe est soumis à des gradients de températures importants entre la surface et les rainures du circuit de refroidissement (cf. figure 2.18). La température de surface pourrait dépasser les 260°C pour une température à 3mm de 150°C [Banc 97].

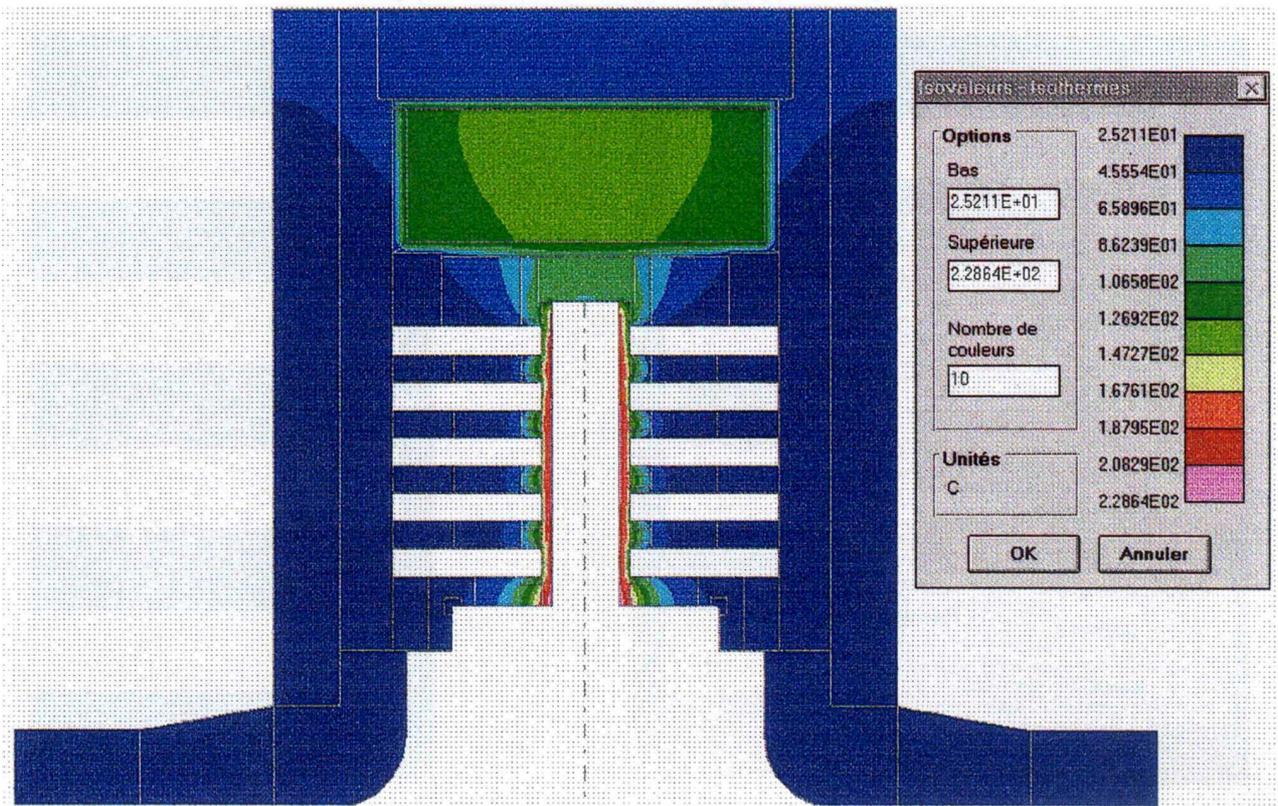


Figure 2.18 - Isothermes sur une demi-coupe du frein FE-260 utilisé à 260ch

Cependant, nous nous contenterons par la suite de cette valeur de température à 3mm de la surface comme température uniforme du matériau.

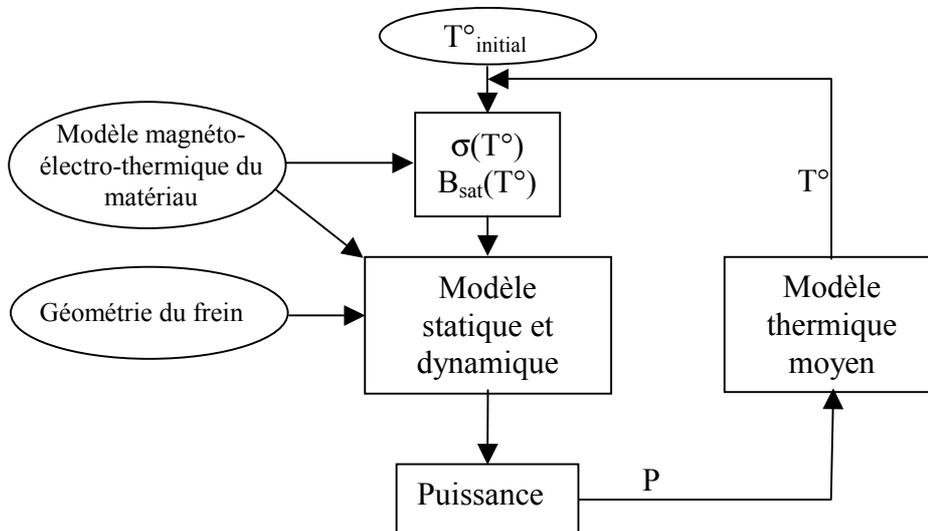


Figure 2.19 - Démarche de la prise en compte de la température dans la modélisation électromagnétique des freins

2.3 MODELES MAGNETO-DYNAMIQUES LINEAIRES

Dans le cas d'un frein à courants de Foucault homopolaire, la variation d'induction est créée par les dents du rotor, l'ECZ (Eddy current zone) est constituée d'un matériau homogène magnétique et conducteur (matériau 1 sur la figure 2.21) séparé des dents du rotor par un entrefer ('air 2'). Comme nous le voyons sur les figures 1.14 et 2.21, nous travaillons sur un développement linéaire du frein au niveau de son rayon moyen R_{moy} .

La modélisation des freins en statique [Grac 97] nous permet d'obtenir les harmoniques de B_{zs0} , ainsi que la valeur moyenne de la perméabilité μ du matériau 1, due au flux homopolaire. La conductivité du matériau 1 est connue. Le pas est la distance entre chaque dent au niveau du rayon moyen. La vitesse v est la vitesse linéaire du rotor au niveau du rayon moyen (cf. figure 2.20).

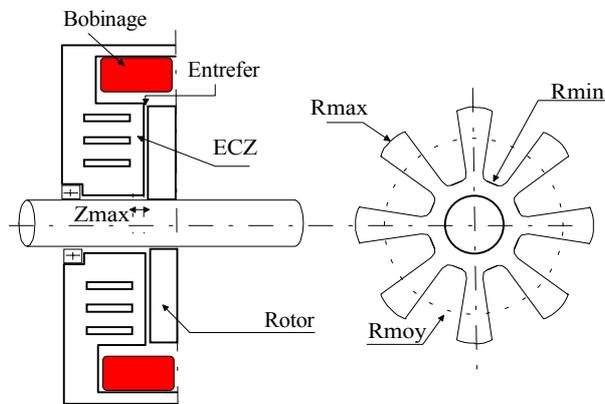


Figure 2.20 - Schéma simplifié d'un frein à courants de Foucault homopolaire

Pour déterminer la puissance de freinage des freins à courants de Foucault, il est de plus en plus courant de recourir à un calcul par éléments finis. Ces calculs sont très longs et complexes à cause des phénomènes 3D, du mouvement, de l'effet de peau (finesse du maillage) et de la saturation des matériaux [Hofm 00], [Labb 92]. Nous optons donc pour un calcul analytique de la densité de courant. Aussi nous schématisons notre système par une variation d'induction sinusoïdale pour chaque harmonique de B_{zs0} , sous forme d'une onde progressive magnétique \vec{B} normale à une surface d'un matériau (1) magnétique (μ) et conducteur (σ). Cette onde se propage parallèlement à la surface avec un pas (période géométrique) τ et une vitesse linéaire v .

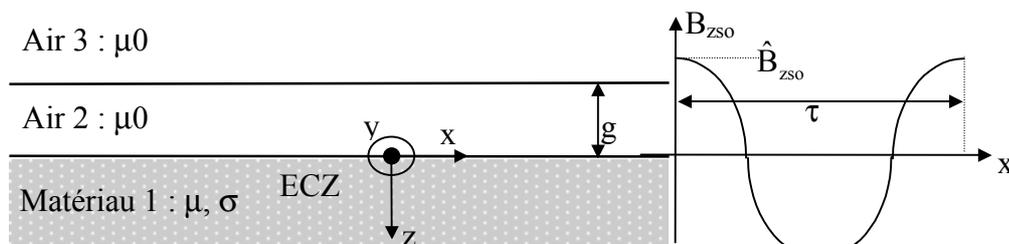


Figure 2.21 - Coupe schématique des différents milieux et répartition de l'induction en statique en $z=0$ (cf. figure 1.14)

Sur la surface $z = -g$, la densité de courant surfacique admet comme expression :

$$J_{Sy} = \hat{J}_S \cos\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt - x)\right) \quad (2.7)$$

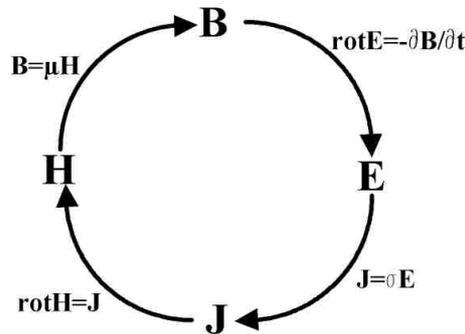
Pour calculer les courants de Foucault dans le matériau 1, nous faisons les hypothèses suivantes :

- Les courants de Foucault dans le matériau 1 ne dépendent que de l'induction normale à la surface où ont lieu les courants de Foucault (ECZ : Eddy-Current Zone) en statique (B_{z0}) ([Lequ 97], [Liu 91]). Cette hypothèse signifie que la façon dont sont créés les courants de Foucault n'a aucune influence sur eux. C'est pourquoi nous avons une densité de courant surfacique arbitraire J_{Sy} qui est la source de la variation d'induction.
- σ et μ sont uniformes sur tout le matériau 1 (ECZ), même s'ils subissent de fortes variations temporelles et spatiales dues aux gradients de température et d'induction. Nous supposons ainsi que nous restons dans un cas linéaire quant à la variation de l'induction.
- Dans tous les cas, la fréquence électromagnétique est inférieure à 5kHz, nous restons ainsi dans le cas quasi-statique des équations de Maxwell.
- Nous négligeons les phénomènes électromagnétiques liés à la forme discoïdale du frein (modèle au rayon moyen). Nous utilisons un repère orthonormal cartésien. Nous avons estimé par le calcul l'erreur faite par cette hypothèse, (cf. annexe A.3).
- Les dimensions dans l'axe x (longitudinal) et l'axe y (transversal) sont infinies.
- Comme nous travaillons séparément sur chaque harmonique de B_{z0} , nous pouvons utiliser une représentation complexe des grandeurs.
- Dans le cas du 1^{er} et du 2^{ème} modèle, nous faisons l'hypothèse que : $\mu_r = \mu_{rid} = \mu_{ris}$ où μ_{rid} est la perméabilité relative incrémentale dynamique et μ_{ris} la perméabilité relative incrémentale statique obtenue par l'étude statique.

Ainsi dans le cadre des calculs du 1^{er} et du 2^{ème} modèle, μ_r est par défaut la perméabilité relative incrémentale dynamique (μ_{rid}). Nous expliciterons précisément les cas où nous utilisons μ_{ris} .

2.3.1 1^{er} modèle : sans réaction d'induit (ou à induction imposée)

Dans un calcul où l'on découperait bien toutes les étapes, chaque variable se déduirait de la précédente de la manière suivante :



Dans notre cas précis, nous allons nous arrêter au premier calcul de \hat{J} . On ne tient ainsi pas compte de l'équation $\text{rot}\vec{H} = \vec{J}$ qui traduit ici la réaction d'induit.

Tout d'abord, nous avons en surface du matériau, l'induction suivante dont l'amplitude est indépendante de la fréquence et calculée par le modèle statique ($B_{z0} = B_{z0}$) :

$$B_{z0} = \hat{B}_{z0} e^{i\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x)\right)} \quad (2.8)$$

Dans le matériau, nous avons :

$$B_z = \hat{B}_{z0} e^{-\frac{z}{\delta_f}} e^{i\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x) - \frac{z}{\delta_f}\right)} \quad (2.9)$$

Cette formulation de B dans le matériau est obtenue à partir de l'équation de Helmholtz [Pere 96] :

$$\Delta B = \mu\sigma \frac{\partial B}{\partial t} \quad (2.10)$$

(obtenue elle-même à partir des équations de Maxwell).

L'épaisseur de peau s'exprime simplement sous la forme :

$$\delta_f = \sqrt{\frac{\tau}{\pi\mu_0\mu_r\sigma\nu}} \quad (2.11)$$

car celle-ci est bien inférieure au pas τ , dès 100 tr/min, sur un frein classique.

La résolution des équations de Maxwell à partir de l'équation (2.9) permet d'obtenir pour le fondamental les valeurs de H_x , B_z , et J_y en fonction de l'induction normale en $z = 0$. Nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} H_x = \frac{\tau}{\sqrt{2\pi}\delta_f} \frac{\hat{B}_{z0}}{\mu_0\mu_r} e^{-\frac{z}{\delta_f}} \cos\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x) - \frac{z}{\delta_f} - \frac{\pi}{4}\right) \\ B_z = \hat{B}_{z0} e^{-\frac{z}{\delta_f}} \cos\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x) - \frac{z}{\delta_f}\right) \\ J_y = J_{2D} = \sigma\nu\hat{B}_{z0} e^{-\frac{z}{\delta_f}} \cos\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x) - \frac{z}{\delta_f}\right) \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{avec } \delta_f = \sqrt{\frac{\tau}{\pi\mu_0\mu_r\sigma\nu}} \\ \text{et } \hat{B}_{z0} = \hat{B}_{zs0} \end{array} \quad (2.12)$$

Pour l'harmonique n , les expressions précédentes sont valables en changeant :

$$\begin{array}{l} \hat{B}_{zs0} \rightarrow \hat{B}_{zs0_n} \\ \tau \rightarrow \tau/n \end{array} \quad (2.13)$$

2.3.2 2^{ème} modèle : avec réaction d'induit

Comme nous allons le voir ultérieurement la réaction magnétique d'induit n'est pas négligeable en particulier pour les hautes vitesses de rotation. La valeur de celle-ci devient comparable à l'induction qui en est la source. Nous allons donc tenter d'en tenir compte dans le calcul des courants induits.

Equations sur le potentiel vecteur

- Vu les hypothèses exprimées § 2.3 et figure 2.21, aucune variable ne dépend de y :

$$\Rightarrow \frac{\partial}{\partial y} = 0 \quad (2.14)$$

- Vu les symétries du système, le potentiel vecteur n'a pour composante que A_y .
- Equations de Maxwell :

$$\begin{aligned}
\operatorname{div} \vec{E} &= 0 \\
\operatorname{rot} \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\
\operatorname{div} \vec{B} &= 0 \\
\operatorname{rot} \vec{H} &= \vec{J}
\end{aligned} \tag{2.15}$$

Comme $\vec{J} = \sigma \vec{E}$, $\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H}$ et $\vec{B} = \operatorname{rot} \vec{A}$

Nous en tirons l'équation de Poisson :

$$\Delta \vec{A} = -\mu_0 \mu_r \vec{J} \tag{2.16}$$

En séparant l'espace en trois parties (cf. figure 2.21), les équations de Poisson dans les trois milieux de l'espace s'écrivent :

$$\left\{ \begin{aligned}
\frac{\partial^2 A_1}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_1}{\partial z^2} &= \mu_0 \mu_r \sigma \frac{\partial A_1}{\partial t} \\
\frac{\partial^2 A_2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_2}{\partial z^2} &= 0 \\
\frac{\partial^2 A_3}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_3}{\partial z^2} &= 0
\end{aligned} \right. \tag{2.17}$$

Avec comme conditions aux limites :

$$\left\{ \begin{aligned}
A_1(z = \infty) &= 0 \\
\frac{\partial A_1}{\partial x} &= \frac{\partial A_2}{\partial x} (z = 0) \\
\frac{1}{\mu_r} \frac{\partial A_1}{\partial z} - \frac{\partial A_2}{\partial z} &= 0 (z = 0) \\
\frac{\partial A_2}{\partial x} &= \frac{\partial A_3}{\partial x} (z = -e) \\
\frac{\partial A_2}{\partial z} - \frac{\partial A_3}{\partial z} &= \mu_0 J_s (z = -e) \\
A_3(z = -\infty) &= 0
\end{aligned} \right. \tag{2.18}$$

Nous supposons que le potentiel vecteur A (en complexe) sera de la forme :

$$A(x, z, t) = Y(z) e^{i \left(\frac{2\pi}{\tau} (vt - x) \right)} \tag{2.19}$$

Après de nombreux calculs (cf. annexe A.1), le potentiel vecteur dans la partie de l'espace qui nous intéresse, c'est-à-dire celle où ont lieu les courants de Foucault, est :

$$A_1(x, z, t) = \frac{\mu_0 \mu_r \hat{J}_s e^{-\frac{2\pi}{\tau} z}}{\sqrt{\left(\frac{2\pi}{\tau} \mu_r + \alpha \right)^2 + \beta^2}} e^{-\alpha z} e^{i \left(\frac{2\pi}{\tau} (vt - x) - \beta z + \operatorname{Arc} \tan \left(\frac{\alpha}{\beta} + \frac{2\pi \mu_r}{\tau \beta} \right) \right)} \tag{2.20}$$

$$\text{où } \begin{cases} \alpha = \sqrt{\sqrt{\frac{4\pi^4}{\tau^4} + \frac{\pi^2 \mu_0^2 \mu_r^2 \sigma^2 v^2}{\tau^2}} + \frac{2\pi^2}{\tau^2}} \\ \beta = \sqrt{\sqrt{\frac{4\pi^4}{\tau^4} + \frac{\pi^2 \mu_0^2 \mu_r^2 \sigma^2 v^2}{\tau^2}} - \frac{2\pi^2}{\tau^2}} \end{cases} \quad (\text{cf. annexe A.2}) \quad (2.21)$$

Le paramètre α est l'inverse d'une épaisseur de peau. Il tient compte du pas τ , c'est-à-dire de la dilution magnétique dans le matériau, qui est un phénomène statique, négligeable dès que la vitesse augmente, (quand $\delta_f \ll \tau/2\pi$).

A partir des hypothèses énoncées, les composantes de l'induction magnétique et des courants de Foucault sont liées au potentiel vecteur par :

$$\begin{cases} H_x = -\frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{\partial A_1}{\partial z} \\ B_z = \frac{\partial A_1}{\partial x} \\ J_y = -\sigma \frac{\partial A_1}{\partial t} \end{cases} \quad (2.22)$$

A partir de l'expression du potentiel vecteur (2.20) nous obtenons :

$$\begin{cases} H_x = \frac{\tau}{2\pi} \sqrt{\alpha^2 + \beta^2} \frac{\hat{B}_{z0}}{\mu_0 \mu_r} e^{-\alpha z} \cos\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x) - \beta z + \Theta\right) \\ B_z = \hat{B}_{z0} e^{-\alpha z} \cos\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x) - \beta z + \Psi\right) \\ J_y = J_{2D} = \sigma v \hat{B}_{z0} e^{-\alpha z} \cos\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x) - \beta z + \Psi\right) \end{cases} \quad \text{avec } \begin{cases} \alpha = \sqrt{\sqrt{\frac{4\pi^4}{\tau^4} + \frac{\pi^2 \mu_0^2 \mu_r^2 \sigma^2 v^2}{\tau^2}} + \frac{2\pi^2}{\tau^2}} \\ \beta = \sqrt{\sqrt{\frac{4\pi^4}{\tau^4} + \frac{\pi^2 \mu_0^2 \mu_r^2 \sigma^2 v^2}{\tau^2}} - \frac{2\pi^2}{\tau^2}} \end{cases} \quad (2.23)$$

$$\hat{B}_{z0} = \frac{2\pi}{\tau} \frac{\mu_0 \mu_r \hat{J}_s e^{\frac{2\pi}{\tau} g}}{\sqrt{\left(\frac{2\pi \mu_r}{\tau} + \alpha\right)^2 + \beta^2}} \quad (2.24)$$

$$\begin{cases} \Theta = \text{Arc tan}\left(\frac{\alpha}{\beta} + \frac{2\pi \mu_r}{\tau \beta}\right) + \text{Arc tan}\left(\frac{\beta}{\alpha}\right) \\ \Psi = \text{Arc tan}\left(\frac{\alpha}{\beta} + \frac{2\pi \mu_r}{\tau \beta}\right) - \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (2.25)$$

Le calcul des courants de Foucault se fait à partir de la valeur crête de la variation de B_z en fonction de x , en statique (à vitesse nulle) et à $z = 0$ (\hat{B}_{z0}). Cette répartition de l'induction à la surface du matériau est obtenue, par un calcul par éléments finis [Grac 97].

⇒ En statique : $v=0$

on se place à $z=0$:

$$\begin{cases} B_{z2}(z=0) = B_{z1}(z=0) \\ B_{x2}(z=0) = \frac{B_{x1}(z=0)}{\mu_r} \end{cases} \quad (2.26)$$

$$\hat{B}_{zs0} = \mu_0 \frac{\mu_{ris}}{\mu_{ris} + 1} \hat{J}_s e^{-\frac{2\pi}{\tau}g} \quad (2.27)$$

$$\Rightarrow \hat{J}_s = \frac{\mu_{ris} + 1}{\mu_{ris}} \frac{\hat{B}_{zs0}}{\mu_0} e^{\frac{2\pi}{\tau}g} \quad (2.28)$$

Comme nous avons fait l'hypothèse que $\mu_r = \mu_{rid} = \mu_{ris}$, nous avons déduit \hat{B}_{zs0} de \hat{J}_s afin d'obtenir :

$$\hat{B}_{z0} = \left[\frac{2\pi}{\tau} \frac{(\mu_r + 1)}{\sqrt{\left(\frac{2\pi\mu_r}{\tau} + \alpha\right)^2 + \beta^2}} \right] \hat{B}_{zs0} \quad (2.29)$$

Notons que le terme entre crochet traduit l'influence de la réaction magnétique d'induit. La valeur de ce terme dans le cas du 1^{er} modèle vaut 1.

Ce calcul nous permet ainsi de connaître la densité des courants de Foucault et l'induction en tout point du matériau magnétique et conducteur. Il nous suffit de connaître quelques paramètres : la conductivité et la perméabilité relative du matériau, la fréquence, le pas, et l'induction excitatrice \hat{B}_{zs0} .

Simplifications

En supposant que, comme dans la plupart des cas d'utilisation du frein, $\delta_f \ll \tau/2\pi$:

$$\alpha \approx \beta \approx \sqrt{\frac{\pi\mu_0\mu_r\sigma v}{\tau}} = \frac{1}{\delta_f} \quad (2.30)$$

nous obtenons des expressions qui se rapprochent du 1^{er} modèle :

$$\begin{cases}
H_x = \frac{\tau}{\sqrt{2\pi\delta_f}} \frac{\hat{B}_{z0}}{\mu_0\mu_r} e^{-\frac{z}{\delta_f}} \cos\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x) - \frac{z}{\delta_f} + \Theta\right) \\
B_z = \hat{B}_{z0} e^{-\frac{z}{\delta_f}} \cos\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x) - \frac{z}{\delta_f} + \Psi\right) \\
J_y = J_{2D} = \sigma v \hat{B}_{z0} e^{-\frac{z}{\delta_f}} \cos\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x) - \frac{z}{\delta_f} + \Psi\right)
\end{cases} \quad \text{avec } \delta_f = \sqrt{\frac{\tau}{\pi\mu_0\mu_r\sigma v}}$$

$$\hat{B}_{z0} = \left[\frac{2\pi}{\tau} \frac{(\mu_r + 1)}{\sqrt{\left(\frac{2\pi\mu_r}{\tau} + \frac{1}{\delta_f}\right)^2 + \frac{1}{\delta_f^2}}} \right] \hat{B}_{zs0}$$

$$\Theta = \text{Arc tan}\left(1 + \frac{2\pi\mu_r\delta_f}{\tau}\right) + \frac{\pi}{4}$$

$$\Psi = \text{Arc tan}\left(1 + \frac{2\pi\mu_r\delta_f}{\tau}\right) - \frac{\pi}{2}$$

(2.31)

Pour l'harmonique n, les expressions précédentes sont valables en changeant (cf. équations 2.13) :

$$\begin{aligned}
\hat{B}_{zs0} &\rightarrow \hat{B}_{zs0_n} \\
\tau &\rightarrow \frac{\tau}{n}
\end{aligned} \quad (2.32)$$

Les modèles magnéto-dynamiques linéaires que nous venons de développer permettent le calcul rapide de la densité des courants de Foucault. Cette dernière conditionne directement la puissance dissipée par effet Joule.

2.3.3 Puissance dissipée par effet Joule

Nous avons montré que les courants de Foucault dans le matériau s'expriment sous la forme :

$$J = J_y = \hat{J} e^{-\alpha z} \cos\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x) - \beta z + \Psi\right) \quad (2.33)$$

Pour calculer la puissance dissipée, il faut intégrer J_{eff}^2/σ dans toute la pièce où ont lieu les courants de Foucault.

$$P = \frac{1}{T} \iiint_{\text{vol}} \frac{J^2}{\sigma} dx dy dz dt \quad (2.34)$$

Dans le cas d'un frein, les coordonnées varient ainsi :

$$\begin{aligned}
x : & 0 \quad \rightarrow \quad 2\pi R_{\text{moy}} \\
y : & R_{\text{min}} \quad \rightarrow \quad R_{\text{max}} \\
z : & 0 \quad \rightarrow \quad z_{\text{max}}
\end{aligned}$$

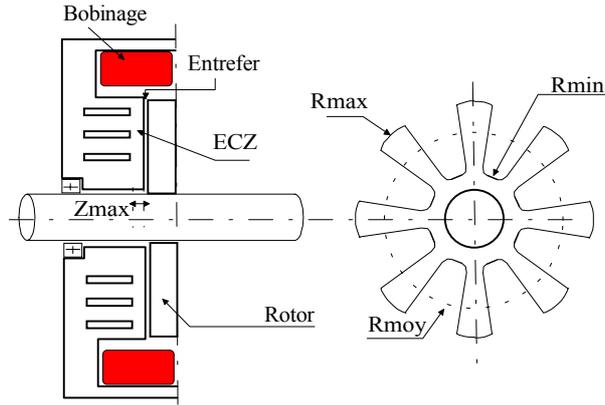


Figure 2.22 - Schéma simplifié d'un frein à courants de Foucault homopolaire

Comme autres variables, nous avons :

- la vitesse de rotation en rad/s $\Omega = \frac{v}{R_{moy}}$ ou en tr/min $N = \frac{30v}{\pi R_{moy}}$
- le nombre de dents $N_d = \frac{2\pi R_{moy}}{\tau}$
- la fréquence électrique $f = \frac{v}{\tau}$ et la pulsation $\omega = \frac{2\pi v}{\tau}$

En tenant compte de ces données, l'expression de la puissance sur un labyrinthe devient :

$$P = \frac{1}{T} \int_T \int_0^{z_{max}} \int_{R_{min}}^{R_{max}} \int_0^{2\pi R_{moy}} \frac{J^2}{\sigma} dx dy dz dt \tag{2.35}$$

Après un calcul simple, nous obtenons :

$$P = \frac{\hat{J}^2}{\sigma} \frac{\pi}{2\alpha} R_{moy} \Delta R (1 - e^{-2\alpha z_{max}}) \tag{2.36}$$

avec $\Delta R = R_{max} - R_{min}$.

Cette expression montre ainsi que la puissance dissipée est proportionnelle :

- au carré de la densité crête en surface des courants induits ;
- approximativement à l'épaisseur de peau telle que $\frac{1}{\alpha} \approx \sqrt{\frac{\tau}{\pi\mu_0\mu_r\sigma}}$
- à la surface active du labyrinthe.

Le théorème mathématique de Bessel-Parceval nous permet d'additionner les puissances de chacune des harmoniques. En effet, on intègre sur une période le carré d'un signal décomposé en série de Fourier.

$$P = \sum_n P_n \tag{2.37}$$

$$P_n = \frac{1}{T_n} \int_T \int_{vol} \frac{J_n^2}{\sigma} dx dy dz dt \tag{2.38}$$

Pour l'harmonique n, les expressions précédentes de la puissance dans le cas général sont valables en changeant :

$$\begin{aligned} \hat{B}_{zs0} &\rightarrow \hat{B}_{zs0_n} \\ \tau &\rightarrow \tau/n \end{aligned} \tag{2.39}$$

La démarche générale de calcul de la puissance de freinage est illustrée par la figure 2.23.

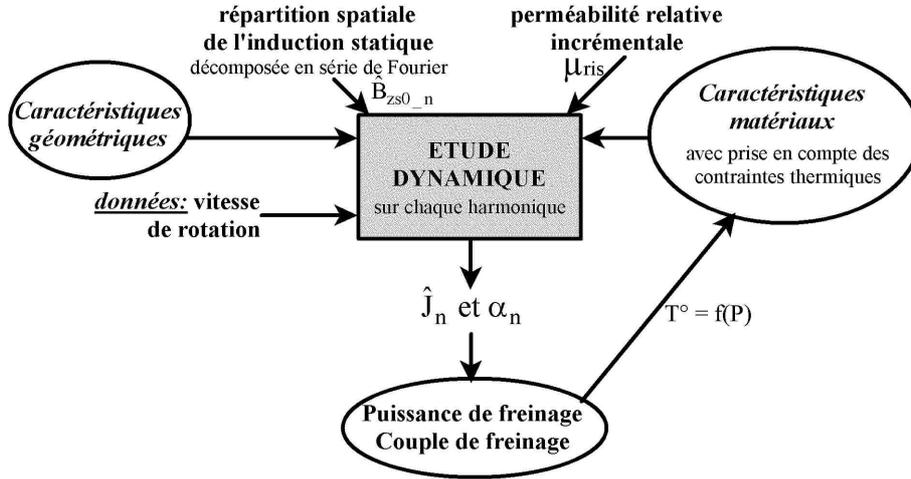


Figure 2.23 - Rappel des caractéristiques de l'étude dynamique

Dans le cas où les capacités de refroidissement d'un matériau sont fixées, la densité volumique de puissance dissipée est limitée. Cette dernière a pour expression :

$$\frac{\partial P}{\partial v} = \frac{\hat{J}^2}{2\sigma} e^{-2\alpha z} \tag{2.40}$$

2.3.4 Efforts électromagnétiques

Nous nous sommes intéressés aux forces de Laplace dans le labyrinthe afin d'estimer le type d'efforts qui s'exerce sur les labyrinthes et le rotor.

Cas général

$$\frac{d\vec{F}}{dv} = \vec{J} \wedge \vec{B} \tag{2.41}$$

$$\frac{d\vec{F}}{dv} = \vec{J} \wedge \vec{B} = \begin{pmatrix} J_x \\ J_y \\ J_z \end{pmatrix} \wedge \begin{pmatrix} B_x \\ B_y \\ B_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} J_y B_z - J_z B_y \\ J_z B_x - J_x B_z \\ J_x B_y - J_y B_x \end{pmatrix} \tag{2.42}$$

Calcul de la force normale

$$\frac{dF_z}{dv} = J_x B_y - J_y B_x \tag{2.43}$$

$$\frac{dF_z}{dv} \approx -J_y B_x = -\sigma v \frac{\tau}{2\sqrt{2}\pi\delta_f} \hat{B}_{z0}^2 e^{-2\frac{z}{\delta_f}} \left(\cos\left(\frac{4\pi}{\tau}(vt-x) - 2\frac{z}{\delta_f} + \Psi + \Theta\right) + \cos(\Psi - \Theta) \right) \quad (2.44)$$

$$(\Psi - \Theta) \approx -\frac{3\pi}{4} \quad (2.45)$$

En intégrant suivant z on pourra obtenir la pression exercée sur toute la surface du labyrinthe.

$$\frac{dF_z}{dS} = -\sigma v \frac{\tau}{8\pi} \hat{B}_{z0}^2 \left(\cos\left(\frac{4\pi}{\tau}(vt-x) + \Psi'\right) - 1 \right) \quad (2.46)$$

En ne considérant que la partie continue on a :

$$P_{res} \approx \sigma v \frac{\tau}{8\pi} \hat{B}_{z0}^2 \quad (2.47)$$

On a donc bien des forces de répulsion que l'on trouve dans les cas classiques des courants induits. Ces forces tendent à stabiliser la position du rotor et à plaquer le labyrinthe contre les flasques extérieures du frein.

On remarquera que la pression électromagnétique, qui s'exerce sur le labyrinthe, varie autour d'une valeur moyenne avec une fréquence (temporelle et spatiale) double par rapport à celle des courants ou des inductions. La vitesse de déplacement reste la même.

$$f = \frac{2v}{\tau} = N_d \frac{\Omega_{rad/s}}{\pi} \quad (2.48)$$

Avec v : vitesse linéaire en m/s au rayon moyen

τ : pas en mètre au rayon moyen

N_d : nombre de dents

Ω : vitesse de rotation en rad/s

Calcul de la force tangentielle (azimutale, orthoradiale)

$$\frac{dF_x}{dv} = J_y B_z - J_z B_y \quad (2.49)$$

$$\frac{dF_x}{dv} \approx J_y B_z = \sigma v \frac{\hat{B}_{z0}^2}{2} e^{-2\frac{z}{\delta_f}} \left(\cos\left(\frac{4\pi}{\tau}(vt-x) - 2\frac{z}{\delta_f} + 2\Psi\right) + 1 \right) \quad (2.50)$$

Remarque : B_z a aussi une composante continue à ne pas oublier. La composante continue de B_z engendre des $\frac{dF_x}{dv}$, et $\frac{dF_x}{dx}$ sinusoïdaux de même période que J_y .

En intégrant suivant y et z on pourra obtenir la force de freinage en fonction de x .

$$\frac{dF_x}{dx} = \sigma v \frac{\hat{B}_{z0}^2}{2} \left(\frac{\delta_f}{2\sqrt{2}} \cos\left(\frac{4\pi}{\tau}(vt-x) + 2\Psi - \frac{\pi}{4}\right) + \frac{\delta_f}{2} \right) \Delta R \quad (2.51)$$

En intégrant suivant x sur le périmètre moyen ($2\pi R_{moy}$), on peut calculer la force moyenne de freinage par labyrinthe appliquée au R_{moy} .

$$F_x = \sigma v \frac{\hat{B}_{z0}^2}{2} \delta_f \pi R_{moy} \Delta R \quad (2.52)$$

$$C_{ouple} = \sigma v \frac{\hat{B}_{z0}^2}{2} \delta_f \pi R_{moy}^2 \Delta R \quad (2.53)$$

$$P_{\text{uis}} = \sigma v^2 \frac{\hat{B}_{z0}^2}{2} \delta_f \pi R_{\text{moy}} \Delta R \quad (2.54)$$

On retrouve bien les expressions du couple et de la puissance calculées précédemment.

Au paragraphe 2.4, nous allons vérifier la validité des deux modèles précédemment développés, à partir d'une comparaison avec les résultats obtenus par un calcul par éléments finis magnétodynamique en régime linéaire (ANSYS).

2.4 VALIDATION NUMERIQUE DES MODELES LINEAIRES

Nos principaux résultats de validation sont obtenus en 2D. Nous reviendrons en fin de paragraphe sur les problèmes rencontrés en 3D sous ANSYS.

2.4.1 Présentation des outils de calcul

Calculs par éléments finis

Les calculs par éléments finis sont réalisés sous ANSYS.

L'onde progressive peut être créée de deux manières différentes :

- soit par une série de bobines dont les courants alternatifs (à une fréquence f) sont déphasés entre eux de 10° (dans le cas où on a 36 bobines sur un pas), ce qui semble suffire pour avoir une sinusoïde à la surface du matériau (appelé aussi labyrinthe) où vont se produire les courants de Foucault.
- soit par une série d'aimants dont l'induction normale à la surface varie sinusoïdalement, afin de créer une sinusoïde d'induction formée par 36 aimants sur un pas. La variation dans le temps est donnée par un terme de vitesse sur le matériau homogène de l'ECZ.

Le pas utilisé (période spatiale) est fixé à $\tau = 45\text{mm}$, ce qui n'est pas très éloigné du pas du frein FE-260 ($\tau = 47,1\text{ mm}$). Nous avons placé 36 bobines pour un pas (avec des conditions de périodicité).

L'**entrefer** (distance entre la zone où ont lieu les courants de Foucault (ECZ) et les aimants ou les bobines modélisant le rotor et sa variation d'induction) est de **0,75 mm**, soit l'entrefer du FE-260S. La profondeur de l'ECZ choisie est à $l_{ecz} = 25\text{mm}$. C'est une profondeur de matériau suffisante pour que celle-ci n'ait plus d'influence sur l'induction en surface en statique. l_{ecz} est ainsi un peu plus de la moitié du pas.

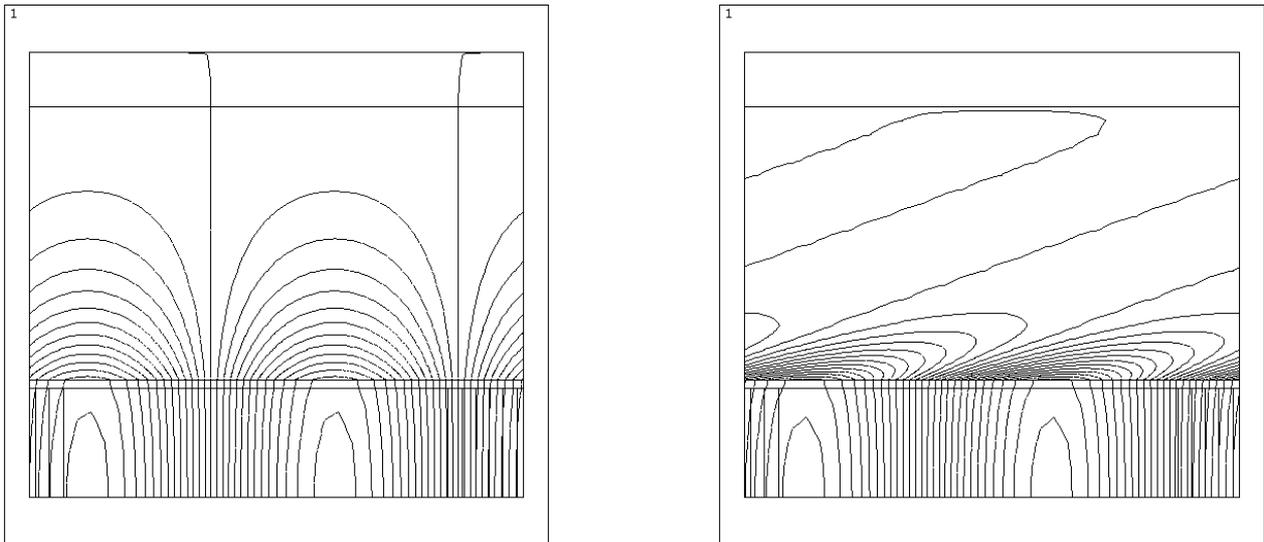
Le matériau du labyrinthe a comme caractéristiques : **conductivité $4e^6\text{ S/m}$**
perméabilité relative 100

la fréquence est de 100 Hz, soit $v = 4,5\text{m/s}$, ce qui correspond sur un FE-260 à une vitesse de 300 tr/min. ($\delta_f = 2,5\text{mm}$)

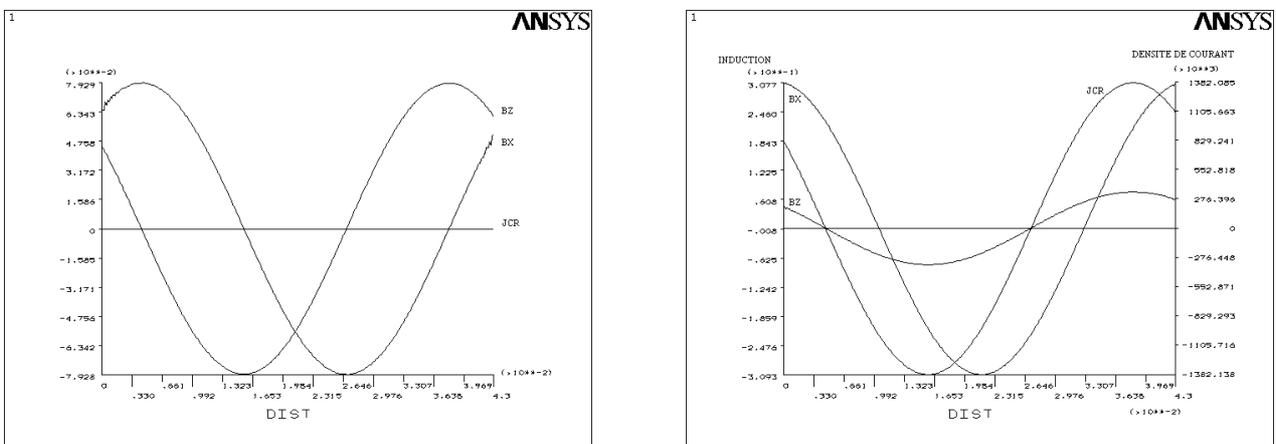
Toutes ces grandeurs sont des références. Nous ne faisons varier qu'une seule variable à la fois.

Pour des problèmes de taille d'éléments, en dynamique, les inductions et les densités de courant sont relevées à $z = 0,01875\text{mm}$. Pour l'étude des variations en fonction du pas (τ) les mêmes relevés sont à $z = 0,09375\text{mm}$. Nous tenons donc compte dans tous les calculs du terme $e^{-z/\delta}$ ou $e^{-\alpha z}$.

Un exemple de résultats pour les valeurs de référence est donné par les figures ci-après :



Figures 2.24 a,b - Lignes de champ sous ANSYS en statique et en dynamique (cas référence)



Figures 2.25 a,b - Induction et densité de courant en statique ($z=0$) et en dynamique ($z=0,01875\text{mm}$ cas référence) ($J_y=J_{CR}$)

Nous remarquons en statique que $\hat{B}_x = \hat{B}_z$ et que les 2 composantes de l'induction sont déphasées d'un quart de période ($\pi/2$). En dynamique ($f=100\text{Hz}$, $\delta_f = 2,5\text{mm}$), nous remarquons que $\hat{B}_x > \hat{B}_z$ et que celles-ci sont déphasées d'un huitième de période ($\pi/4$). J_y et B_z sont par contre bien en phase.

Calculs analytiques et exploitation

Comme nous avons pu le voir aux paragraphes précédents, \hat{J} est calculée analytiquement à partir de \hat{B}_{zs0} qui est obtenue à partir des calculs magnéto-statiques par éléments finis. Nous effectuons un calcul sous ANSYS en statique pour obtenir ce \hat{B}_{zs0} à la surface du labyrinthe. Ainsi, nous avons exactement les mêmes paramètres entre le calcul par ANSYS et celui analytique réalisé sous MATLAB.

Les résultats obtenus sont donnés ci-après.

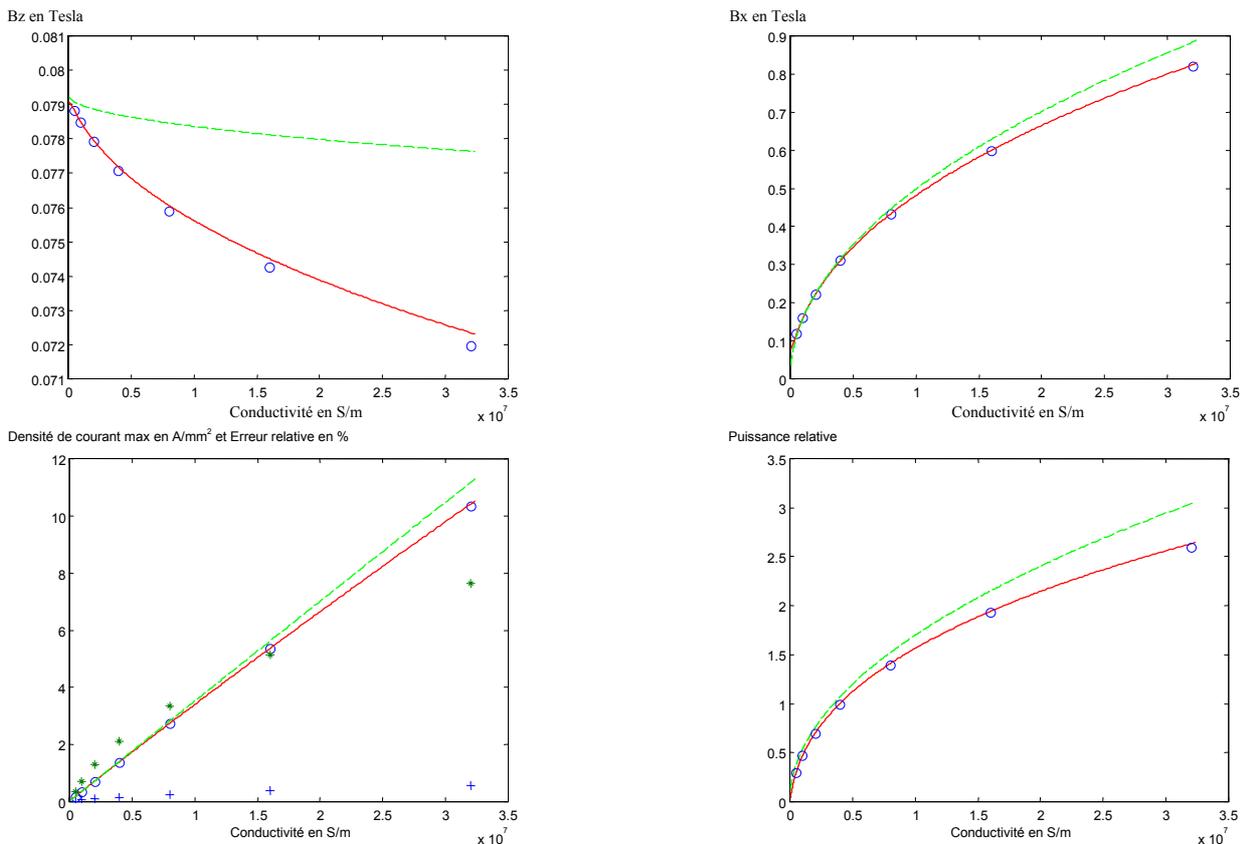
2.4.2 Résultats pour chaque paramètre

Tout d’abord, en statique, nous obtenons une induction $\hat{B}_{zs0} = 7,929 \cdot 10^{-2}$ T.

Pour chaque variation de paramètre nous relevons, les valeurs crêtes des inductions B_z et B_x et de la densité de courant J_y , la puissance qui en découle relative à la puissance du cas référence, les erreurs entre les modèles sur la valeur de J_y . Nous représentons aussi l’induction statique lorsqu’elle varie avec les paramètres (τ et μ_r).

2.4.2.1 la conductivité σ

Nous faisons varier σ de $5e^5$ S/m à $32e^6$ S/m.



Figures 2.26 a,b,c,d - Courbes des valeurs crêtes des inductions B_z et B_x , de la densité de courant J_y , et de la puissance en fonction de la conductivité

- Calcul analytique sans réaction d'induit
- Calcul analytique avec réaction d'induit
- Calcul par éléments finis 2D
- * Erreur relative entre les calculs EF 2D et les calculs analytiques sans réaction d'induit
- + Erreur relative entre les calculs EF 2D et les calculs analytiques avec réaction d'induit

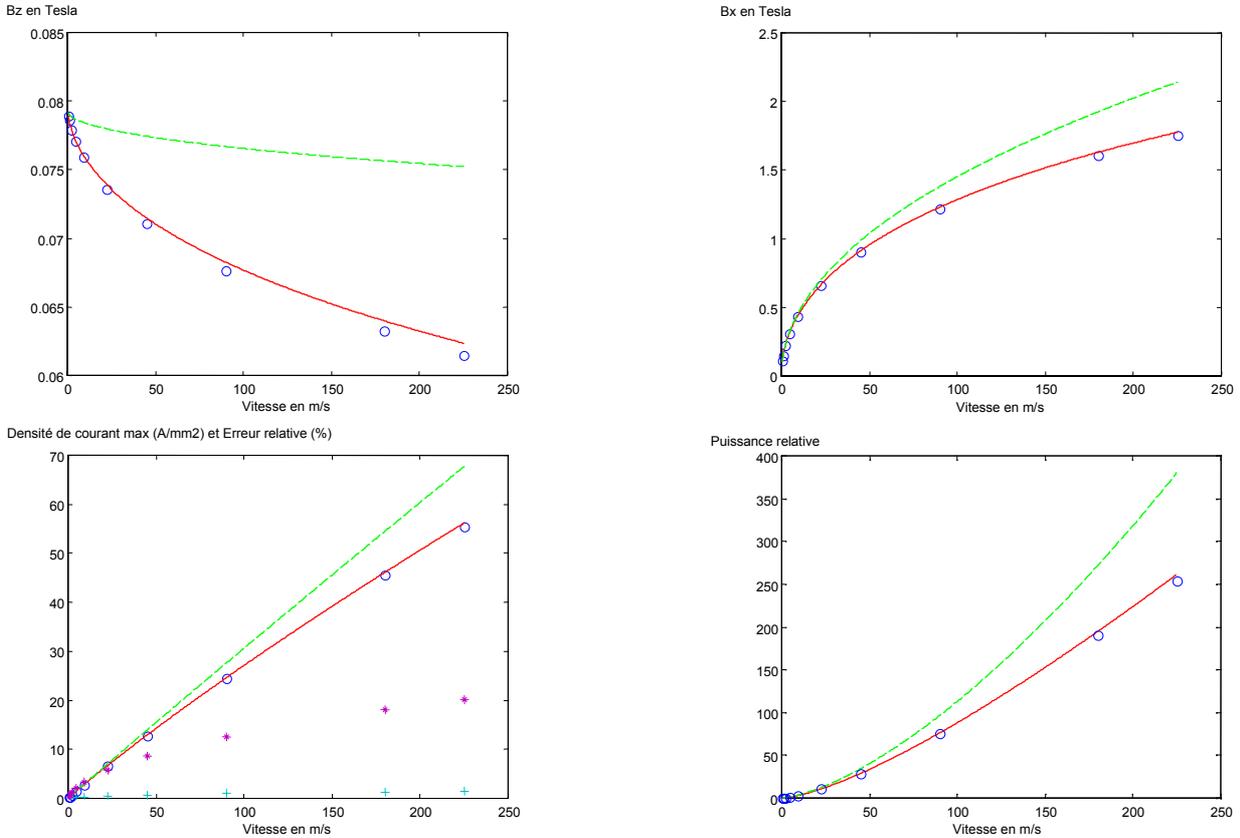
Nous remarquons que les résultats correspondent bien entre le modèle ANSYS et le modèle analytique avec réaction d’induit : erreur de moins de 1% entre les deux. Nous pourrions remarquer par la suite que la différence entre les deux reste inférieure à 1% pour tous les paramètres.

On peut remarquer que le modèle sans réaction d’induit s’écarte logiquement des deux autres pour les fortes conductivités : comme on peut le voir sur le premier graphe, la réaction d’induit augmente avec la conductivité.

Pour le reste, \hat{J} augmente à peu près linéairement avec σ , et la puissance varie en $\sqrt{\sigma}$.

2.4.2.2 la vitesse v

Nous faisons varier la vitesse de 0 à 225 m/s, ce qui correspond à une fréquence de 0 à 5000 Hz et une vitesse de rotation de 0 à 15000 tr/min sur un FE-260S. Nous sommes limités en fréquence du fait de l'épaisseur de peau de plus en plus faible (il faut donc un maillage beaucoup plus fin).



Figures 2.27 a,b,c,d - Courbes des valeurs crêtes des inductions B_z et B_x , de la densité de courant J_y , et de la puissance en fonction de la vitesse.

- Calcul analytique sans réaction d'induit
- Calcul analytique avec réaction d'induit
- Calcul par éléments finis 2D
- * Erreur relative entre les calculs EF 2D et les calculs analytiques sans réaction d'induit
- + Erreur relative entre les calculs EF 2D et les calculs analytiques avec réaction d'induit

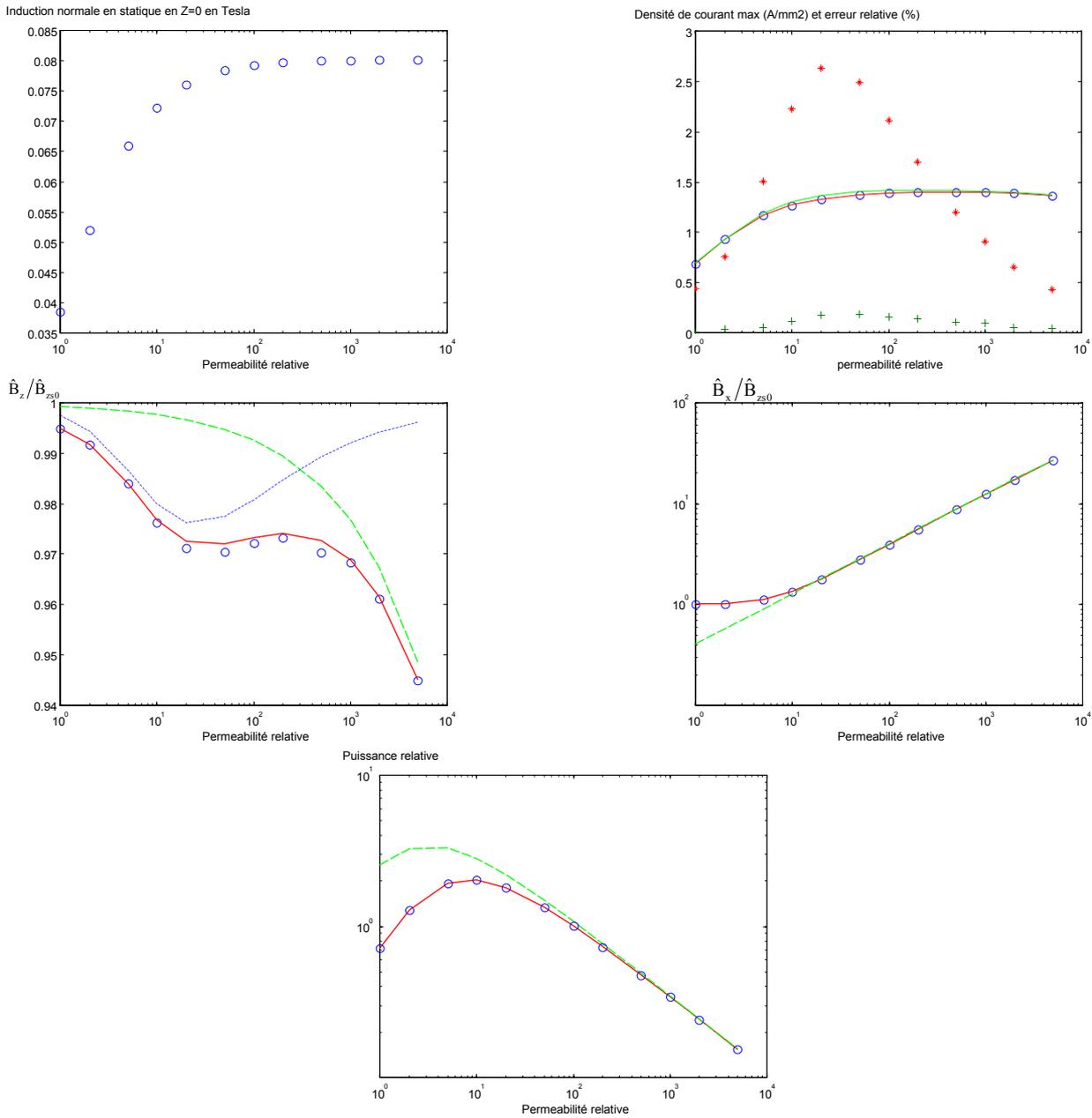
Nous pouvons faire les mêmes remarques que pour la conductivité.

L'écart entre le calcul analytique sans réaction d'induit et le calcul par éléments finis est bien plus sensible, tandis que la densité de courant ne semble pas tout à fait linéaire. La puissance varie en $v^{1,5}$.

Nous remarquons toujours que l'erreur reste inférieure à 1% entre le modèle ANSYS et le modèle analytique avec réaction d'induit.

2.4.2.3 la perméabilité relative μ_r

Pour chaque μ_r différent, l'induction $\hat{B}_{z_{s0}}$ change. Il faut donc la calculer à chaque fois en statique, ce que nous avons fait pour un μ_r variant de 1 à 5000.



Figures 2.28 a,b,c,d,e - Courbes des valeurs crêtes des inductions B_z et B_x , de la densité de courant J_y , et de la puissance en fonction de la perméabilité relative

- Calcul analytique sans réaction d'induit à $z = 0,01875\text{mm}$
- Calcul analytique avec réaction d'induit à $z = 0,01875\text{mm}$
- Calcul par éléments finis 2D à $z = 0,01875\text{mm}$
- * Erreur relative entre les calculs EF 2D et les calculs analytiques sans réaction d'induit
- + Erreur relative entre les calculs EF 2D et les calculs analytiques avec réaction d'induit
- - - - - Calcul analytique avec réaction d'induit à $z = 0$

Sur les deux premiers graphes, on peut remarquer que la perméabilité relative a beaucoup plus d'influence sur l'induction statique $B_{z_{s0}}$ que sur les phénomènes dynamiques et notamment la

densité de courant J_y . Le modèle analytique relatif au calcul de J_y , sans réaction d'induit n'a que 2% d'erreur avec les deux autres modèles. Pourtant il ne prend pas en compte le paramètre μ_r . On peut donc dire que la variation de la densité de courant en surface de l'ECZ est principalement due à la variation de \hat{B}_{zs0} .

Sur les deux graphes suivants représentant les composantes de l'induction, l'influence de la réaction d'induit est plus sensible. Nous nous sommes soustraits de l'influence de la variation de l'induction en statique en traçant \hat{B}_z/\hat{B}_{zs0} . Pour \hat{B}_z/\hat{B}_{zs0} , la forme de la courbe calculée sans réaction d'induit est uniquement due à l'influence de μ_r sur l'épaisseur de peau et ainsi au terme multiplicateur $e^{-z/\delta}$. Lorsqu'on trace \hat{B}_z/\hat{B}_{zs0} en tenant compte de la réaction d'induit mais à $z = 0$ (courbe en pointillé court), on remarque un maximum de la réaction d'induit à $\mu_r = 20$.

Comme le montre l'expression de $\hat{B}_{z0}/\hat{B}_{zs0}$ (2.29) pour des fortes perméabilités, la réaction magnétique d'induit est négligeable. A l'inverse, pour des faibles perméabilités, le terme $\left(\frac{2\pi}{\tau}\right)$

prédomine sur le terme de l'épaisseur de peau classique $\frac{1}{\delta_f} = \sqrt{\frac{\pi\mu_0\mu_r\sigma v}{\tau}}$ (voir l'expression de α et

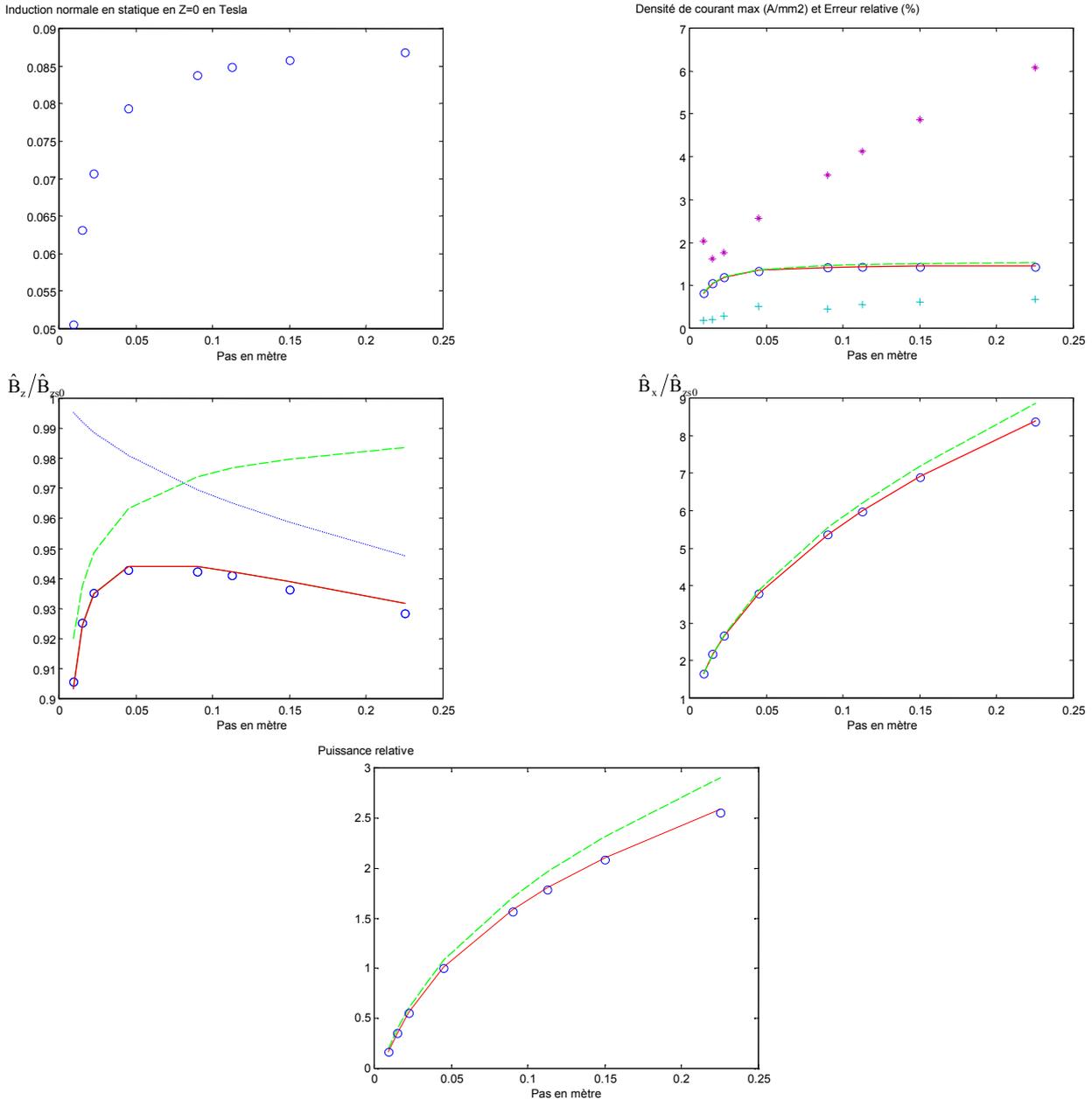
β). Cela entraîne une décroissance de la réaction magnétique d'induit en fonction de μ_r . Ce phénomène ne se produit pas si la conductivité et la vitesse sont suffisamment élevées pour que l'épaisseur de peau classique prédomine.

Finalement la puissance de freinage présente un maximum pour une perméabilité voisine de $\mu_r = 10$, ce qui peut être très intéressant dans les choix du matériau.

2.4.2.4 le pas τ

Nous avons fait varier le pas τ de 9 à 225mm, ce qui correspond sur un FE-260S à une variation du nombre de dents de 5 à 60 dents, environ. Nous fixons comme pas de référence $\tau = 45\text{mm}$ ce qui correspond à un nombre de dents de $N_d = 20$, tout comme celui du FE-260S, si nous considérons que $2\pi R_{\text{moy}} \approx 900\text{ mm}$.

L'induction varie avec le nombre de dents. Il faut donc calculer l'induction $\hat{B}_{z=0}$ pour chaque pas τ différent.



Figures 2.29 a,b,c,d,e - Courbes des valeurs crêtes des inductions B_z et B_x , de la densité de courant J_y , et de la puissance en fonction du pas

- Calcul analytique sans réaction d'induit à $z = 0,09375\text{mm}$
- Calcul analytique avec réaction d'induit à $z = 0,09375\text{mm}$
- Calcul par éléments finis 2D à $z = 0,09375\text{mm}$
- * Erreur relative entre les calculs EF 2D et les calculs analytiques sans réaction d'induit
- + Erreur relative entre les calculs EF 2D et les calculs analytiques avec réaction d'induit
- Calcul analytique avec réaction d'induit à $z = 0$

Tout comme pour la perméabilité relative, nous pouvons remarquer que le pas τ a une influence bien plus notable sur l'induction statique $\hat{B}_{z_{s0}}$ que sur les phénomènes dynamiques (J_y).

Pour les courbes $B_z/B_{z_{s0}}$, nous pouvons aussi séparer l'influence de la réaction d'induit et de la pénétration dans le matériau. Nous remarquons juste que ces deux phénomènes s'opposent. La réaction d'induit augmente avec le pas (à vitesse constante). On a donc un minimum de la réaction d'induit à $0,045\text{m} < \tau < 0,09\text{m}$.

L'évolution de la puissance qui augmente indéfiniment avec le pas n'a pas de signification précise dans le cas d'un frein. En effet, il faut alors absolument tenir compte des limites transversales en Y du matériau où ont lieu les courants de Foucault. Ces limites induiront un optimum du pas.

• Validation 3D

Les calculs par éléments finis sous ANSYS en 3D sont entamés. Des premiers résultats en statique ont été obtenus. Mais les phénomènes dynamiques posent encore à l'heure actuelle de gros problèmes. En effet, nous ne pouvons pas imposer de conditions de périodicité en 3D, avec les éléments finis tenant compte des courants induits et du déplacement. Il nous faut pour cela dessiner toute la zone active d'un frein, c'est-à-dire le rotor et le labyrinthe. Le nombre de nœuds atteint alors les limites de ANSYS (+ de 128000 nœuds). Les premiers résultats obtenus ont un manque flagrant de précision et les temps de calcul sont bien trop longs.

Les résultats des deux modèles linéaires que nous avons développés, ainsi que leur comparaison aux calculs par éléments finis, ont ainsi mis en évidence que la prise en compte de la réaction d'induit dans le calcul de la densité de courant, de l'épaisseur de peau et enfin de la puissance de freinage est nécessaire dans le cas des freins à courants de Foucault. Nous avons pu constater que les fréquences et les courants atteints sont suffisamment élevés et l'épaisseur de peau suffisamment fine pour que le 1^{er} modèle simplifié ne soit plus valable pour notre cas d'application.

D'autre part, nous avons remarqué que la modélisation linéaire par éléments finis, et par le 2^{ème} modèle, allait atteindre rapidement sa limite. En effet, l'induction transverse B_x peut atteindre des valeurs dix fois supérieure à l'induction normale B_z (cf. figure 2.29.d), si on ne tient pas compte de la saturation.

La prise en compte de cette saturation sur la valeur de l'induction transverse B_x va donc être l'objet du paragraphe suivant.

2.5 MODELES MAGNETO-DYNAMIQUES SATURES

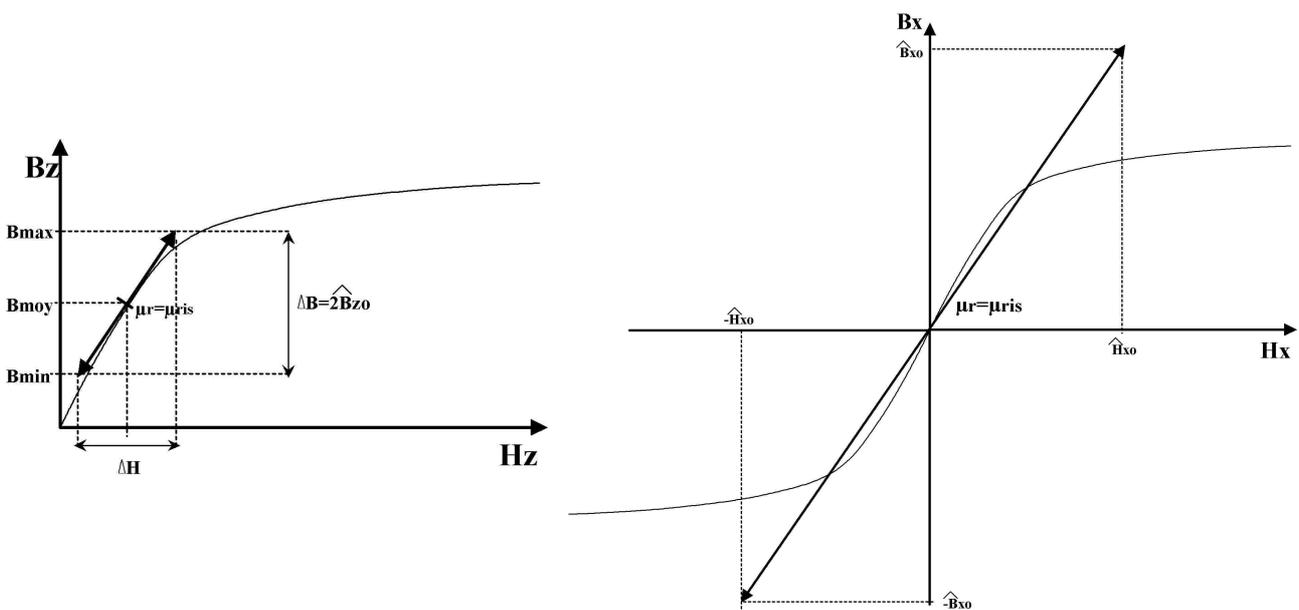
Nous commençons ce paragraphe en récapitulant les différentes perméabilités relatives que nous pouvons rencontrer dans notre cas :

- μ_{r0} : perméabilité relative initiale utilisée par le modèle magnétique des matériaux,
- μ_{ris} : perméabilité incrémentale statique due à la polarisation du matériau
- μ_{rid} : perméabilité incrémentale dynamique due aux variations d'induction autour du point de polarisation
- $\mu_{rx} = \frac{\hat{B}_x}{\hat{H}_x}$: perméabilité d'amplitude transverse (axe x).

Jusqu'à présent la perméabilité relative μ_r dont nous tenons compte dans les équations était la perméabilité incrémentale statique μ_{ris} (cf. figure 2.30).

Pour le 1^{er} et le 2^{ème} modèle :

$$\boxed{\mu_r = \mu_{rid} = \mu_{ris}} \tag{2.55}$$



Figures 2.30 a,b - Variations des inductions B_z et B_x à la surface du matériau dans le cas d'un modèle magnéto-dynamique linéaire $\mu_r = \mu_{ris}$

Pour les deux premiers modèles analytiques des courants de Foucault, nous nous apercevons assez rapidement que la valeur de H_x est très nettement supérieure à celle du coude de saturation du matériau (cf. § précédent et figure 2.30). Comme nous le verrons au paragraphe 2.7, les puissances de freinage calculées et mesurées présentent une différence d'un facteur 4. Nous pensons donc que la prise en compte de la saturation du matériau est un facteur déterminant pour le calcul des courants de Foucault.

De plus les mesures effectuées au LESiR par l'équipe « Matériaux magnétiques » montrent que la perméabilité relative à prendre en compte pour les phénomènes dynamiques (μ_{rid}) tend à diminuer avec la fréquence et la variation d'induction.

Dans le cas réel des phénomènes dynamiques :

$$\mu_r = \mu_{rid} \quad (2.56)$$

Mais μ_{rid} n'est pas évidente à estimer, d'autant plus qu'elle dépend de la fréquence, du point de polarisation et de la variation d'induction.

Il existe de nombreux modèles que l'on peut trouver dans la littérature. Néanmoins ces modèles cherchent uniquement à estimer les pertes Joule, en fonction de la vitesse et du champ d'excitation. Ils ne sont pas développés dans cette thèse, car ils tiennent compte du champ source qui crée les courants de Foucault. Ils ne partent pas, comme base de calcul, de l'induction en surface en statique. Ils ne sont donc pas exploitables dans notre cas. Par exemple dans l'article [Venk 82], l'auteur sépare l'étude en deux parties qui se différencient par la source de la variation d'induction : pôles lisses ou pôles saillants. Chacune des sources induit des modèles différents.

Pour le cas des pôles lisses, la solution la plus courante est un modèle :

$$B = KH^{1-2/n} \quad (2.57)$$

Ce modèle peut varier suivant la valeur de n d'un modèle linéaire ($n=\infty$) à un modèle saturé ($n=2$).

[Pill 69], [Davi 75], [VeDa 76], [Venk 82].

Certains [Gibb 46], [Davi 63], [Davi 66] se soustraient du problème causé par la valeur de μ , après un calcul linéaire, en remplaçant $(\mu_0\mu_r)^{\frac{1}{4}}H$ qui intervient dans leur expression des pertes par KH^m .

Ceci revient à une expression $B = K'H^m$

Pour le cas des pôles saillants, la solution la plus simple est de considérer l'induction tangentielle constante sur toute l'épaisseur de peau :

$$B_x = +/- B_s \text{ (valeur de l'induction à saturation)} \quad (2.58)$$

[McLe 54], [McCo 54], [McCo 55], [Venk 82].

Dans ce cas précis, une des méthodes pour déterminer la valeur du champ et du courant dans le matériau est géométrique. [Pohl 44] et [Kesa 59].

Il existe également une solution plus fine pour le cas des pôles saillants, [Shev 62], [Venk 82] :

$$B_x = +/- B_r + \epsilon\mu_0 H \quad (2.59)$$

A la vue de notre cas, nous avons opté pour deux autres modèles.

2.5.1 3^{ème} modèle : prise en compte de la non-linéarité du matériau par itération

Ce modèle tient compte de la variation de la perméabilité incrémentale dynamique dans le calcul du champ magnétique. La démarche consiste à déterminer μ_{rid} , non pas par le calcul statique, mais à partir de la valeur du champ transverse. Cette prise en compte est réalisée par un calcul itératif. Ainsi, après un calcul des courants de Foucault en linéaire, nous connaissons la valeur du champ transverse H_x qui nous permet ainsi, à partir de la courbe $B(H)$ du matériau où ont lieu les courants de Foucault, de déterminer la valeur de μ_{rx} . Ensuite cette valeur est réinsérée dans le calcul linéaire du 2^{ème} modèle en tant que valeur de μ_{rid} et ainsi de suite jusqu'à la convergence du système.

Nous avons donc repris le calcul du 2^{ème} modèle afin de bien séparer les perméabilités relatives incrémentales statiques et dynamiques.

$$\begin{cases}
 H_x = \frac{\tau}{2\pi} \sqrt{\alpha^2 + \beta^2} \frac{\hat{B}_{z0}}{\mu_0 \mu_{rid}} e^{-\alpha z} \cos\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x) - \beta z + \Theta\right) \\
 B_z = \hat{B}_{z0} e^{-\alpha z} \cos\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x) - \beta z + \Psi\right) \\
 J_y = J_{2D} = \sigma v \hat{B}_{z0} e^{-\alpha z} \cos\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x) - \beta z + \Psi\right)
 \end{cases}
 \quad \text{avec} \quad
 \begin{cases}
 \alpha = \sqrt{\frac{4\pi^4}{\tau^4} + \frac{\pi^2 \mu_0^2 \mu_{rid}^2 \sigma^2 v^2}{\tau^2} + \frac{2\pi^2}{\tau^2}} \\
 \beta = \sqrt{\frac{4\pi^4}{\tau^4} + \frac{\pi^2 \mu_0^2 \mu_{rid}^2 \sigma^2 v^2}{\tau^2} - \frac{2\pi^2}{\tau^2}}
 \end{cases}$$

$$\hat{B}_{z0} = \left[\frac{2\pi}{\tau} \frac{\mu_{rid}}{\sqrt{\left(\frac{2\pi\mu_{rid}}{\tau} + \alpha\right)^2 + \beta^2}} \frac{(\mu_{ris} + 1)}{\mu_{ris}} \right] \hat{B}_{zs0}$$

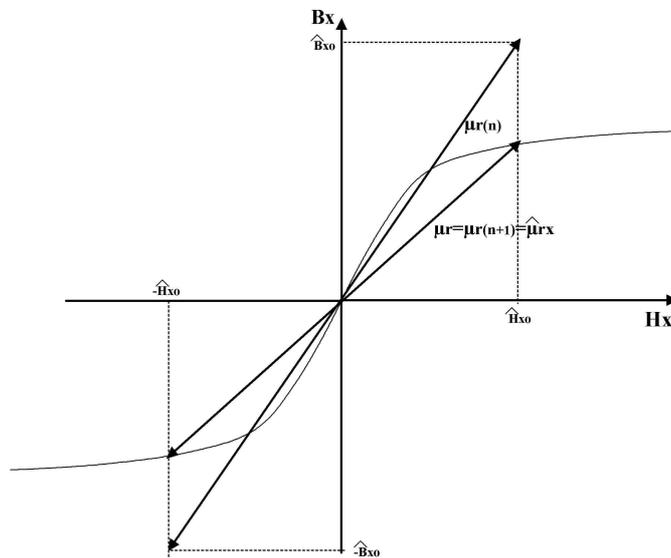
$$\Theta = \text{Arc tan}\left(\frac{\alpha}{\beta} + \frac{2\pi\mu_{rid}}{\tau\beta}\right) + \text{Arc tan}\left(\frac{\beta}{\alpha}\right)$$

$$\Psi = \text{Arc tan}\left(\frac{\alpha}{\beta} + \frac{2\pi\mu_{rid}}{\tau\beta}\right) - \frac{\pi}{2}$$

(2.60)

Pour le 3^{ème} modèle :

$$\mu_r = \mu_{rid} = \mu_{rx} \tag{2.61}$$



Figures 2.31 - Variations de la perméabilité relative au cours des itérations du 3^{ème} modèle

Nous faisons ainsi un certain nombre d'hypothèses :

- $\mu_{rx} \approx \mu_{rid}$.
- Les variations de l'induction sont toujours considérées comme linéaires par rapport au champ (cf. figure 2.34.b).
- La modification de la perméabilité change uniquement le module des grandeurs H_x , B_z et J_y et non leur forme d'onde en fonction de x , y et z .

- La perméabilité relative dynamique est calculée en surface et sera donc supposée invariante sur tout le matériau.

Le synoptique du calcul itératif est donné à la figure 2.32.

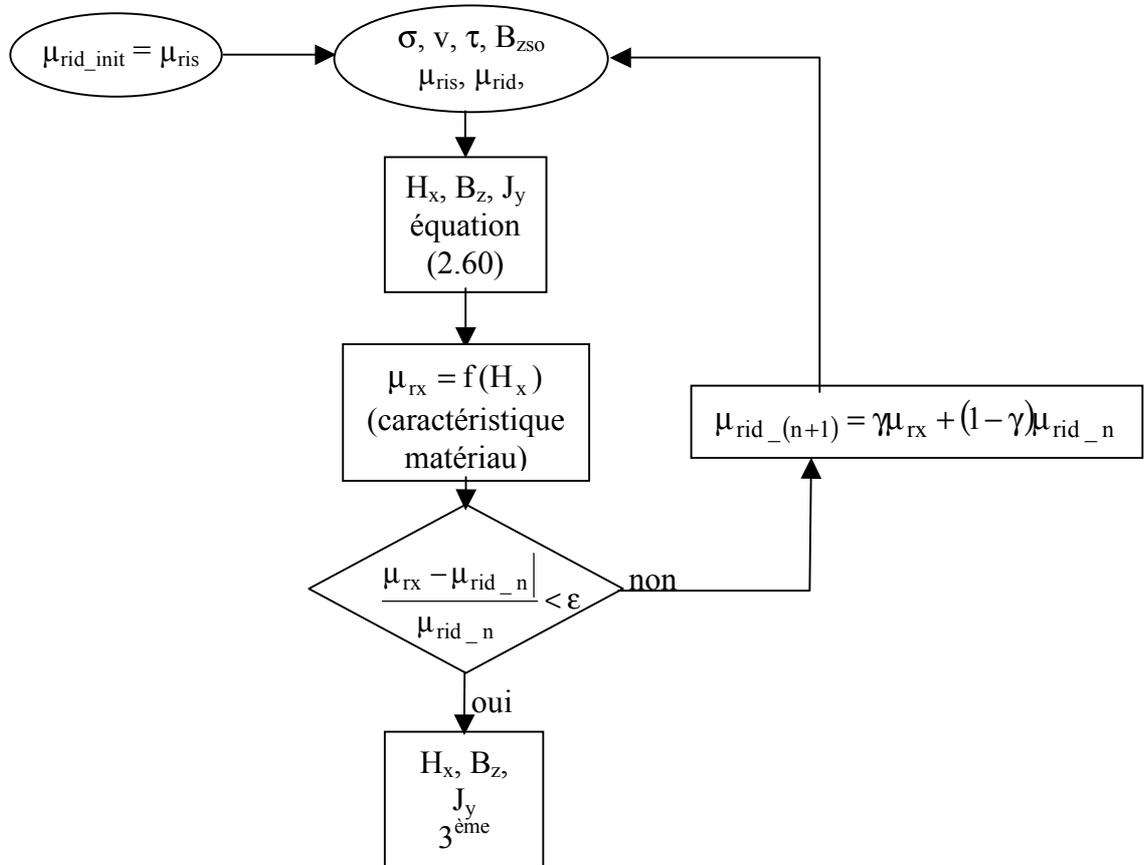


Figure 2.32 - Organigramme du 3^{ème} modèle

Un exemple de résultats de courbe du couple en fonction du régime est présenté à la figure ci-dessous. On s'aperçoit qu'avec $\gamma < 0,9$ le système converge bien.

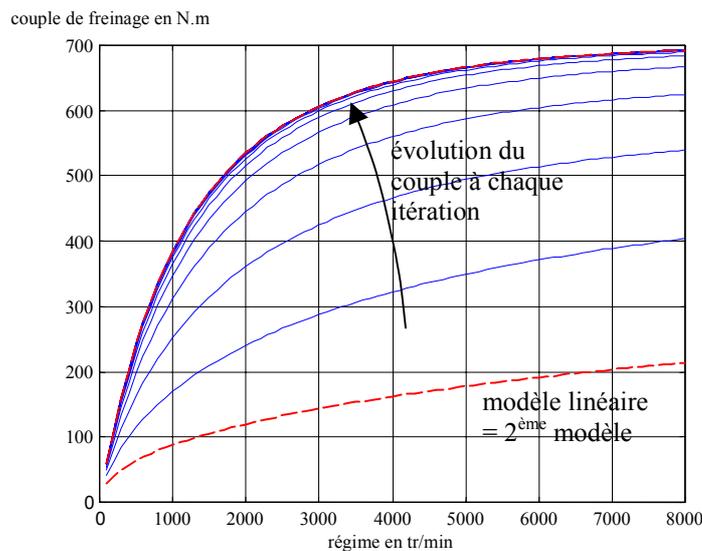
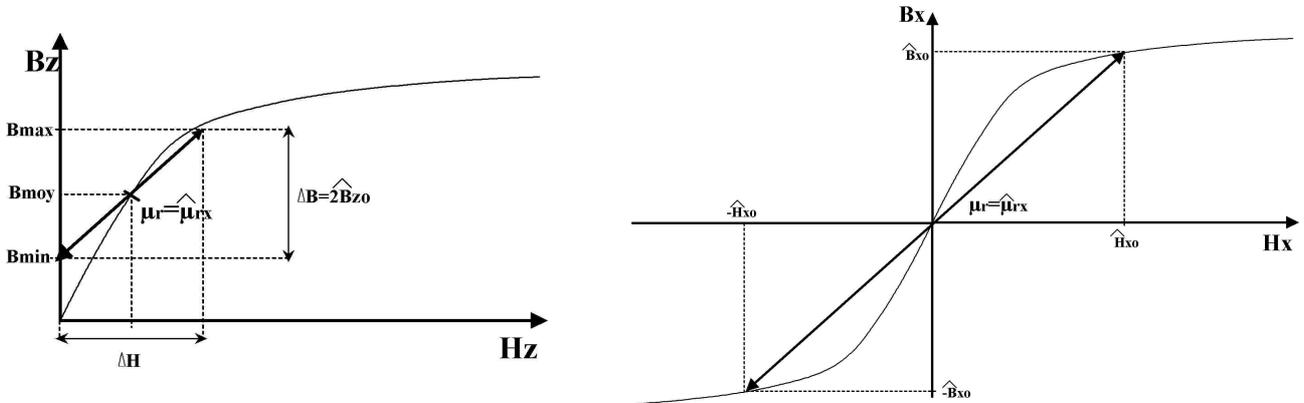


Figure 2.33 - Evolution des courbes couple-vitesse à chaque itération

Remarque :

La prise en compte de la saturation du champ transverse, va dans le sens d'une perméabilité incrémentale dynamique plus faible que celle imposée par la polarisation. Cela va dans le sens des mesures effectuées au LESiR par l'équipe « matériaux magnétiques », qui ont mis en évidence que la perméabilité incrémentale dynamique diminue avec la fréquence et avec la variation d'induction.



Figures 2.34 a,b - Variations des inductions \$B_z\$ et \$B_x\$ à la surface du matériau dans le cas du 3^{ème} modèle (modèle dynamique saturé)

L'un des défauts de ce modèle est de minimiser la valeur de la perméabilité. En effet, comme signalé précédemment, nous considérons pour tout le matériau, la perméabilité estimée en surface où ont lieu les saturations les plus importantes. Nous allons donc dans un 4^{ème} modèle tenter de tenir compte de l'état de saturation en fonction de la profondeur.

2.5.2 4^{ème} modèle : prise en compte de la non-linéarité en fonction de la profondeur

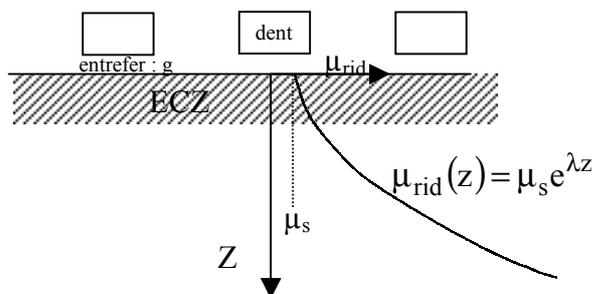
Pour le 4^{ème} modèle, nous avons toujours :

$$\mu_r = \mu_{rid} = \mu_{rx} \tag{2.62}$$

Ce modèle repose sur l'hypothèse que la perméabilité varie avec la profondeur de la façon suivante : [Olle 31] et [Gone 65].

$$\mu_{rid}(z) = \mu_s e^{\lambda z} \tag{2.63}$$

où \$\mu_s\$ est la perméabilité relative dynamique en surface de l'ECZ (zone où ont lieu les courants de Foucault), et \$\lambda\$ un coefficient traduisant la dépendance de \$\mu_r\$ en fonction de \$z\$.



Figures 2.35 - Variations de la perméabilité relative en fonction de la profondeur

En fait, ce modèle correspond à peu près à un modèle \$B = aH^b\$. Car si on considère que :

$$H(z) = H_s e^{-\alpha z} \quad (2.64)$$

on a alors :

$$B(z) = \mu_0 \mu_s H_s e^{(\lambda - \alpha)z} \quad (2.65)$$

(il faut toujours $\lambda < \alpha$).

d'où :

$$B(H) = \mu_0 \mu_s H_s \left(\frac{H}{H_s} \right)^{\left(1 - \frac{\lambda}{\alpha}\right)} \quad (2.66)$$

Cette variation de la perméabilité modifie l'expression des équations de Poisson dans le milieu 1, où A_1 y représente le potentiel vecteur (cf. équations 2.17).

$$\frac{\partial^2 A_1}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_1}{\partial z^2} - \frac{1}{\mu_{\text{rid}}} \frac{\partial \mu_{\text{rid}}}{\partial z} \frac{\partial A_1}{\partial z} = \mu_0 \mu_{\text{rid}} \sigma \frac{\partial A_1}{\partial t} \quad (2.67)$$

Avec

$$\mu_{\text{rid}}(z) = \mu_s e^{\lambda z} \quad (2.68)$$

et

$$A_1 = Y(z) e^{i \left(\frac{2\pi}{\tau} (vt - x) \right)} \quad (2.69)$$

l'équation 2.67 devient :

$$Y''(z) - \lambda Y'(z) - \left(\frac{4\pi^2}{\tau^2} + i \mu_0 \mu_s \sigma v \frac{2\pi}{\tau} e^{\lambda z} \right) Y(z) = 0 \quad (2.70)$$

Or la solution de cette équation est :

$$Y(z) = C e^{\frac{\lambda}{2} z} H^{(2)} \left(\frac{2}{\lambda} K e^{\frac{\lambda}{2} z} \right) \quad (2.71)$$

où :

- C est une constante à déterminer par les conditions aux limites

$$- K^2 = -i \mu_0 \mu_s \sigma \frac{2\pi}{\tau} v \quad (2.72)$$

- $H^{(2)} \left(\frac{2}{\lambda} K e^{\frac{\lambda}{2} z} \right)$ est une fonction de Hankel d'ordre $\sqrt{1 + \left(\frac{4\pi}{\tau \lambda} \right)^2} \approx 1$ et de seconde espèce car celle de

première espèce diverge quand z tend vers l'infini. Cette fonction est une solution complexe de l'équation :

$$H''(V) + \frac{H'(V)}{V} + H(V) \left(1 - \frac{1 + \left(\frac{4\pi}{\tau \lambda} \right)^2}{V^2} \right) = 0 \quad (2.73)$$

Ce qui donne pour le potentiel vecteur :

$$A_1(z) = C e^{\frac{\lambda}{2}z} H^{(2)} \left(\frac{2}{\lambda} K e^{\frac{\lambda}{2}z} \right) e^{i \left(\frac{2\pi}{\tau} (vt-x) \right)} \quad (2.74)$$

Avec les mêmes conditions aux limites qu'au § 2.3.2, nous calculons les composantes de l'induction magnétique et des courants de Foucault :

$$\left\{ \begin{array}{l} H_x = -\frac{C}{\mu_0 \mu_s} K H^{(2)} \left(\frac{2}{\lambda} K e^{\frac{\lambda}{2}z} \right) e^{i \left(\frac{2\pi}{\tau} (vt-x) \right)} \\ B_z = -i \frac{2\pi}{\tau} C e^{\frac{\lambda}{2}z} H^{(2)} \left(\frac{2}{\lambda} K e^{\frac{\lambda}{2}z} \right) e^{i \left(\frac{2\pi}{\tau} (vt-x) \right)} \\ J_y = J_{2D} = -i \sigma \frac{2\pi}{\tau} v C e^{\frac{\lambda}{2}z} H^{(2)} \left(\frac{2}{\lambda} K e^{\frac{\lambda}{2}z} \right) e^{i \left(\frac{2\pi}{\tau} (vt-x) \right)} \end{array} \right. \quad \text{avec } K^2 = -i \mu_0 \mu_s \sigma \frac{2\pi}{\tau} v \quad (2.75)$$

et

$$C = \frac{-\mu_0 \hat{J}_s e^{\frac{2\pi}{\tau}g}}{\frac{2\pi}{\tau} H^{(2)} \left(\frac{2}{\lambda} K \right) - \frac{K}{\mu_s} H^{(2)} \left(\frac{2}{\lambda} K \right)} \quad (2.76)$$

Dans notre modélisation des freins, le calcul des courants de Foucault se fait à partir de la valeur crête de la variation de B_z en fonction de x , en statique (à vitesse nulle) et à $z = 0$ (\hat{B}_{zs0}). Cette répartition de l'induction à la surface du matériau est obtenue, par un calcul par éléments finis [Grac 97].

⇒ En statique : $v=0$

on se place à $z=0$:

$$\hat{B}_{zs0} = \mu_0 \frac{\mu_{\text{ris}}}{\mu_{\text{ris}} + 1} \hat{J}_s e^{\frac{2\pi}{\tau}g} \quad (2.77)$$

$$\Rightarrow \hat{J}_s = \frac{\mu_{\text{ris}} + 1}{\mu_{\text{ris}}} \frac{\hat{B}_{zs0}}{\mu_0} e^{\frac{2\pi}{\tau}g} \quad (2.78)$$

Nous avons déduit \hat{B}_{zs0} de \hat{J}_s afin d'obtenir :

$$C = \frac{-(\mu_{\text{ris}} + 1) \hat{B}_{zs0}}{\frac{2\pi}{\tau} \mu_{\text{ris}} H^{(2)} \left(\frac{2}{\lambda} K \right) - \frac{\mu_{\text{ris}}}{\mu_s} K H^{(2)} \left(\frac{2}{\lambda} K \right)} \quad (2.79)$$

Simplifications

En supposant que, comme dans la plupart des cas :

$$\left(\frac{4\pi}{\tau\lambda}\right)^2 \ll 1 \tag{2.80}$$

nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} H_x = -\frac{C}{\mu_0\mu_s} KH_0^{(2)} \left(\frac{2}{\lambda} Ke^{\frac{\lambda}{2}z}\right) e^{i\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x)\right)} \\ B_z = -i\frac{2\pi}{\tau} Ce^{\frac{\lambda}{2}z} H_1^{(2)} \left(\frac{2}{\lambda} Ke^{\frac{\lambda}{2}z}\right) e^{i\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x)\right)} \\ J_y = J_{2D} = -i\sigma \frac{2\pi}{\tau} v Ce^{\frac{\lambda}{2}z} H_1^{(2)} \left(\frac{2}{\lambda} Ke^{\frac{\lambda}{2}z}\right) e^{i\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x)\right)} \end{array} \right. \quad \text{avec } K^2 = -i\mu_0\mu_s\sigma \frac{2\pi}{\tau} v$$

et $C \approx \mu_s \frac{(\mu_{ris} + 1)\hat{B}_{zs0}}{\mu_{ris} KH_0^{(2)} \left(\frac{2}{\lambda} K\right)}$

(2.81)

L'un des problèmes de ce modèle réside dans le choix des valeurs de μ_s et λ .

On peut, soit proposer des valeurs empiriques qui adaptent le modèle aux mesures, soit reboucler la valeur de μ_s et λ comme dans le cas précédent (cf. § précédent et figures 2.32 et 2.36). Dans ce cas, la seule amélioration faite par ce modèle est de tenir compte de l'état de saturation en fonction de la profondeur dans le matériau.

- μ_s est déterminée à partir des caractéristiques magnétiques du matériau (courbe B(H)) et de la valeur de $H_{x0} = \hat{H}_x(z=0)$

$$\mu_s = f(H_{x0}) \tag{2.82}$$

La valeur initiale de μ_s (μ_{s_init}) est celle déterminée par l'étude statique $\mu_{s_init} = \mu_{ris}$.

- λ est bien plus difficile à déterminer. Comme on a pu le voir au début de ce paragraphe, à partir du moment où on suppose que H décroît en fonction de la profondeur suivant la loi $H(z) = H_{x0}e^{-\alpha z}$, le modèle $\mu_r(z) = \mu_s e^{\lambda z}$ est équivalent à un modèle $B = aH^b$.

Il faut trouver le modèle $B = aH^b$ qui convient le mieux au matériau utilisé pour les champs élevés.

On a alors (voir équation 2.66) :

$$b = 1 - \frac{\lambda}{\alpha} \tag{2.83}$$

- $b \approx 0,077$ ([Pill 69], [Davi 75], [VeDa 76] et [Venk 82])

- α se détermine avec $\alpha = \frac{2}{\delta} \ln\left(\frac{H_{x0}}{H_x(\delta/2)}\right)$ et $\delta = \sqrt{\frac{\tau}{\pi\mu_0\mu_r\sigma}}$ (2.84)

$$\boxed{\lambda = \alpha(1 - b)} \tag{2.85}$$

La valeur initiale de λ est choisie arbitrairement à $1/3\delta$, (λ est l'inverse d'une épaisseur de peau, or nous avons constaté que, dans le cas saturé, l'épaisseur de peau est au moins trois fois supérieure au cas linéaire).

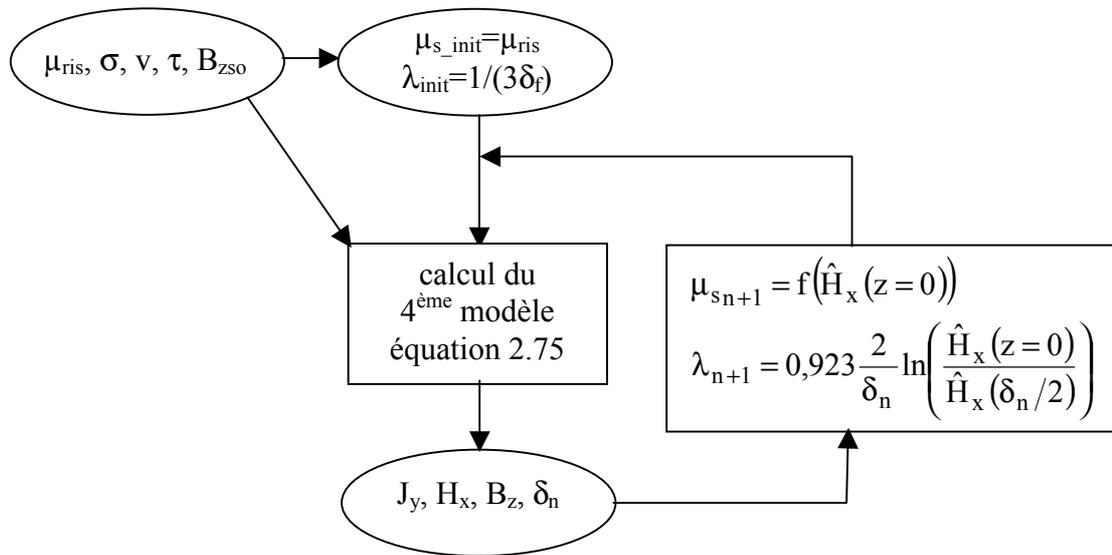


Figure 2.36 - Synoptique du 4^{ème} modèle avec des itérations sur μ_s et λ

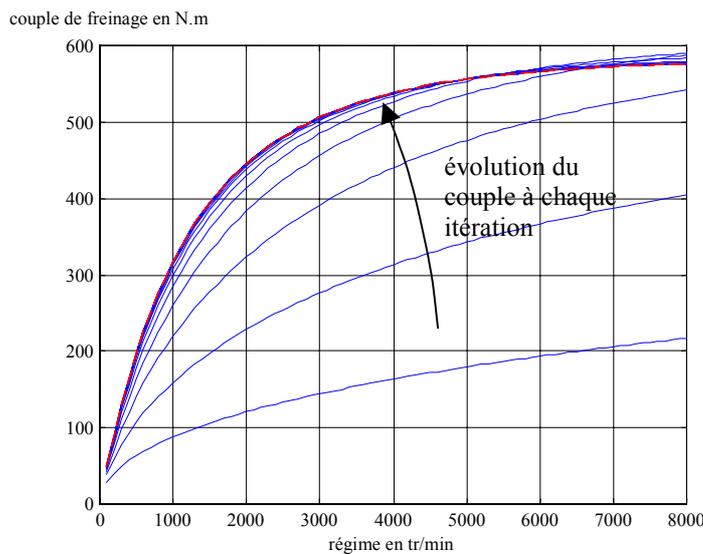


Figure 2.37 - Evolution des courbes couple-vitesse à chaque itération

Les variations des inductions B_z et B_x à la surface du matériau dans le cas du 4^{ème} modèle sont à peu près les mêmes que dans le cas du 3^{ème} modèle (cf. figure 2.34). La différence réside dans le fait que pour le 4^{ème} modèle, nous tenons compte de l'évolution de la saturation en fonction de la profondeur. Dans le cas du 3^{ème} modèle la perméabilité est uniforme sur tout le matériau.

2.5.3 Puissance dissipée par effet Joule

Afin d'éviter le calcul de la puissance de freinage par l'intégrale sur le volume des pertes Joule, nous allons calculer l'intégrale du vecteur de Poynting sur la surface.

$$P = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left(\int_s \vec{E} \wedge \vec{H}^* dS \right) \quad (2.86)$$

Ce qui nous donne dans le cas d'un labyrinthe :

$$P = - \frac{\pi R_{\text{moy}} \Delta R}{\sigma} \operatorname{Re} \left(J_y(z=0) \cdot H_x^*(z=0) \right) \quad (2.87)$$

2.6 INFLUENCE DES LIMITES TRANSVERSALES SUR LES COURANTS DE FOUCAULT

Lors des calculs précédents, nous ne considérons qu'une seule composante de courants J_y . Or l'ECZ possède des limites dites transversales, c'est-à-dire qu'elle a un rayon minimal et un rayon maximal (cf. figure 2.38), soit dans un développement linéaire du frein suivant le rayon moyen, le cas suivant :

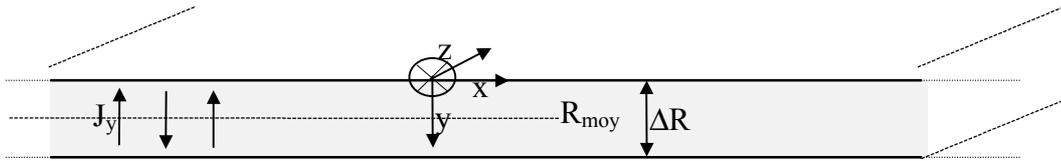


Figure 2.38 - Schéma des limites en Y du matériau 1

Il semble évident qu'il existe des courants J_x importants permettant ainsi la conservation du courant. Des calculs similaires ont déjà été faits par le passé [Russ 58], [Malt 63], [Yee 71], [Bige 83], [Harb 85]. Ils s'appliquent le plus souvent aux machines asynchrones [Angs 62], [Ducr 95]. La conclusion de ces différents travaux est principalement l'ajout d'un coefficient multiplicateur correctif de la conductivité (ou résistivité).

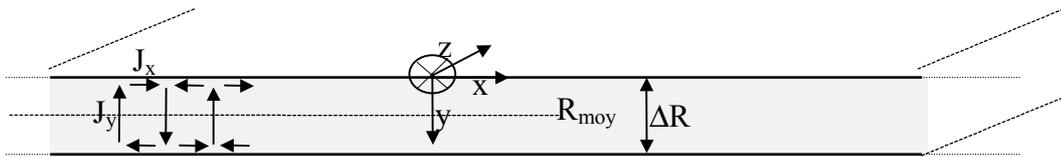


Figure 2.39 - Schéma des limites en Y du matériau 1

Nous rappelons que nous avons toujours une onde progressive à la surface ($z=0$) du matériau : $B_z = \hat{B}_{z0} \cos\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt - x)\right)$. Par contre, nous supposons pour simplifier les calculs, qu'il n'y a pas de réaction d'induit $\hat{B}_{zs0} = \hat{B}_{z0}$. Au fait, on suppose que le comportement en fonction des paramètres de la réaction d'induit et du phénomène de saturation du matériau n'est pas influencé par les limites transversales.

Etant donné que les dimensions sont finies en Y et que cela va créer des courants de rebouclage J_x , il faut trouver un champ T dans le matériau tel que $\text{rot} \vec{T} = \vec{J}$.

Nous cherchons donc, le champ T à l'intérieur du matériau qui vérifie :

$$\text{rot}\left(\frac{1}{\sigma} \text{rot}(\vec{T})\right) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \tag{2.88}$$

où l'induction B est supposée parfaitement connue sur tout l'espace ($z \geq 0$) :

$$B_z = \hat{B}_{z0} e^{-\alpha z} e^{i\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x) - \beta z\right)} f(y) \tag{2.89}$$

et où la fonction $f(y)$ est illustrée par la figure ci-dessous :

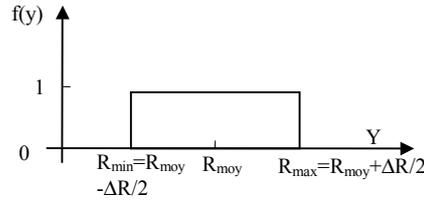


Figure 2.40 - Influence sur l'induction normale des limites en Y

L'induction B n'ayant pas de composantes x ou y , le vecteur T n'a alors qu'une composante z , qui vérifie l'équation suivante :

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} = \sigma \frac{\partial B_z}{\partial t} \quad (2.90)$$

Le champ T (en complexe) est de la forme :

$$T(x, y, z, t) = U(y) e^{-\alpha z} e^{i\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x) - \beta z\right)} \quad (2.91)$$

L'équation différentielle peut donc s'écrire :

$$\frac{\partial^2 U(y)}{\partial y^2} - \frac{4\pi^2}{\tau^2} U(y) = i \frac{2\pi}{\tau} \sigma v \hat{B}_{z0} \quad (2.92)$$

• La solution particulière est :

$$U_1(y) = \frac{\tau \sigma v}{2\pi} \hat{B}_{z0} e^{-i\frac{\pi}{2}} = U_1 \quad (2.93)$$

• La solution générale est de la forme :

$$U_2(y) = A \operatorname{ch}\left(\frac{2\pi}{\tau} y\right) + B \operatorname{sh}\left(\frac{2\pi}{\tau} y\right) \quad (2.94)$$

Les conditions aux limites à $y = R_{\text{moy}} - \Delta R/2$ et à $y = R_{\text{moy}} + \Delta R/2$ s'écrivent :

$$\begin{cases} U_1\left(R_{\text{moy}} + \frac{\Delta R}{2}\right) + U_2\left(R_{\text{moy}} + \frac{\Delta R}{2}\right) = 0 \\ U_1\left(R_{\text{moy}} - \frac{\Delta R}{2}\right) + U_2\left(R_{\text{moy}} - \frac{\Delta R}{2}\right) = 0 \end{cases} \quad (2.95)$$

Ce qui donne :

$$U(y) = \frac{\tau \sigma v}{2\pi} \hat{B}_{z0} e^{-i\frac{\pi}{2}} \left(1 - \frac{\operatorname{ch}\left(\frac{2\pi}{\tau}(y - R_{\text{moy}})\right)}{\operatorname{ch}\left(\frac{\pi}{\tau} \Delta R\right)} \right) \quad (2.96)$$

et par conséquent :

$$T = \frac{\tau \sigma v}{2\pi} \hat{B}_{z0} \left(1 - \frac{\operatorname{ch}\left(\frac{2\pi}{\tau}(y - R_{\text{moy}})\right)}{\operatorname{ch}\left(\frac{\pi}{\tau} \Delta R\right)} \right) e^{-\alpha z} e^{i\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x) - \beta z - \frac{\pi}{2}\right)} \quad (2.97)$$

$$J_x = \frac{\partial T}{\partial y} = \sigma v \hat{B}_{z0} \frac{\operatorname{sh}\left(\frac{2\pi}{\tau}(y - R_{\text{moy}})\right)}{\operatorname{ch}\left(\frac{\pi}{\tau} \Delta R\right)} e^{-\alpha z} e^{i\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x) - \beta z + \frac{\pi}{2}\right)} \quad (2.98)$$

$$J_y = -\frac{\partial T}{\partial x} = \sigma v \hat{B}_{z0} \left(1 - \frac{\operatorname{ch}\left(\frac{2\pi}{\tau}(y - R_{\text{moy}})\right)}{\operatorname{ch}\left(\frac{\pi}{\tau}\Delta R\right)} \right) e^{-\alpha z} e^{i\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x) - \beta z\right)} \quad (2.99)$$

Nous pouvons remarquer que par rapport au calcul fait, sans tenir compte de la réaction d'induit, et avec une distance infinie sur l'axe y , les courants J_x et J_y peuvent s'obtenir simplement avec des coefficients multiplicatifs :

$$K_{J_x 3D} = \frac{\operatorname{sh}\left(\frac{2\pi}{\tau}(y - R_{\text{moy}})\right)}{\operatorname{ch}\left(\frac{\pi}{\tau}\Delta R\right)} e^{i\frac{\pi}{2}} \quad (2.100)$$

$$K_{J_y 3D} = \left(1 - \frac{\operatorname{ch}\left(\frac{2\pi}{\tau}(y - R_{\text{moy}})\right)}{\operatorname{ch}\left(\frac{\pi}{\tau}\Delta R\right)} \right) \quad (2.101)$$

$$J_x = K_{J_x 3D} \hat{J} e^{-\alpha z} e^{i\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x) - \beta z + \Psi\right)} \quad (2.102)$$

$$J_y = K_{J_y 3D} \hat{J} e^{-\alpha z} e^{i\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt-x) - \beta z + \Psi\right)} \quad (2.103)$$

La puissance de freinage vaut donc :

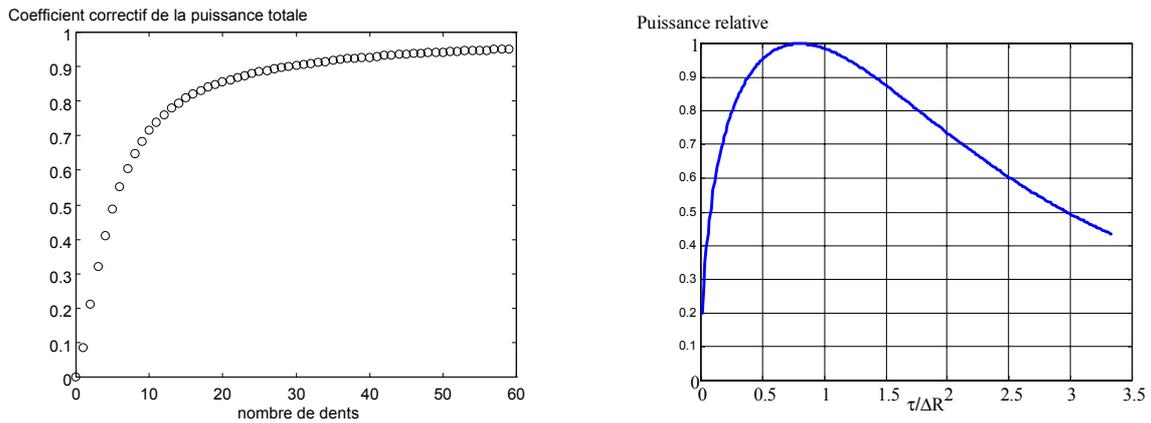
$$P = \frac{1}{T} \int \int \int \int_{\text{vol}} \frac{J^2}{\sigma} dv dt \quad (2.104)$$

$$P = P_x + P_y = \frac{\hat{J}^2}{\sigma} \frac{\pi}{2\alpha} R_{\text{moy}} \Delta R \left(1 - e^{-2\alpha z_{\text{max}}} \left(1 - \frac{\tau}{\pi \Delta R} \tanh\left(\frac{\pi}{\tau}\Delta R\right) \right) \right) \quad (2.105)$$

La puissance calculée auparavant est donc multipliée par un coefficient correctif :

$$K_{P3D} = \left(1 - \frac{\tau}{\pi \Delta R} \tanh\left(\frac{\pi}{\tau}\Delta R\right) \right) \quad (2.106)$$

Nous supposons que le coefficient K_{P3D} ne dépend pas de la réaction d'induit ni de la saturation. Nous l'utiliserons donc aussi pour les 2^{ème}, 3^{ème} et 4^{ème} modèle.



Figures 2.41 a,b - Coefficient correctif en fonction du nombre de dents et puissance relative en fonction du pas dentaire relatif

Sur la figure 2.41.a est représentée la variation de K_{P3D} en fonction du nombre de dents, à ΔR fixé ($\Delta y = 80$ mm équivalent à celui d'un FE-260S).

A $N_d = 0$, (ce qui correspond à $\Delta R/\tau = 0$), l'influence des limites en Y est telle que la puissance dissipée est nulle.

A $N_d = 60$, (ce qui correspond à $\Delta R/\tau$ très grand), l'influence des limites en Y n'est plus du tout sensible, et le coefficient correctif est proche de 1. La puissance dissipée est presque identique à celle calculée sans tenir compte de ces limites en Y.

2.7 VALIDATION EXPERIMENTALE DES MODELES

2.7.1 Mesures

Nous avons pu réaliser au cours de la thèse un certain nombre d'essais notamment sur la maquette de moteur-frein réalisée et dont le dimensionnement sera présenté au chapitre 5.

Ainsi, deux séries de mesures ont été faites :

- avec un moteur d'entraînement asynchrone à 1500 tr/min qui couvrait toute la gamme de courant du frein.
- avec un moteur de tronçonneuse STIHL de 3000 à 12000tr/min.

La puissance du moteur étant assez faible, nous sommes restés dans la gamme $C < 2\text{N.m}$ et $P < 1,8\text{kW}$.

Puis nous avons eu la possibilité de faire des essais de freinage sur le prototype du frein 220kW développé par D2T (DE-220) et sur un frein BSF de 300 ch (FE-300S, équivalent à 220kW). Le moteur utilisé est la machine asynchrone 220kW des bancs dynamiques (cf. § 1.3.2.2).

Ces essais nous permettent ainsi de tirer des conclusions sur la validité des différents modèles pour des géométries et des puissances totalement différentes entre la maquette (<10kW) et les freins 220kW.

De plus, les différences de matériaux utilisés et du nombre de dents rotor entre les deux freins de 220kW sont aussi des informations très instructives pour les modèles.

2.7.2 Programme d'aide au dimensionnement

Toute la démarche de modélisation des freins (cf. § 2.1) a été programmée en Turbo Pascal [Grac 97]. Pour notre part, nous y avons changé le modèle magnéto-dynamique pour y insérer le modèle dynamique linéaire tenant compte des limites transversales (cf. § 2.3 et 2.6). Ce programme d'aide au dimensionnement nous permet ainsi d'obtenir le couple de freinage d'un frein à courants de Foucault homopolaire à partir des données géométriques, des caractéristiques des matériaux, du courant et de la vitesse.

Les deux modèles magnéto-dynamiques saturés (cf. § 2.5) ne sont pas encore implantés en Turbo Pascal dans le programme d'aide au dimensionnement. Les informations nécessaires à l'étude dynamique ont été récupérées de l'étude statique du programme d'aide au dimensionnement. Nous n'avons donc pu faire qu'une étude dynamique sur le fondamental. Celle-ci est réalisée sur MATLAB, car les fonctions de Hankel y sont directement programmées.

2.7.3 Validité du modèle thermique

La validité du modèle thermique moyen (cf. § 2.2.3) est testée, en comparant des mesures sur un FE-300 à 5A, avec le 4^{ème} modèle sans tenir compte de la température et avec le 4^{ème} modèle en tenant compte de la température.

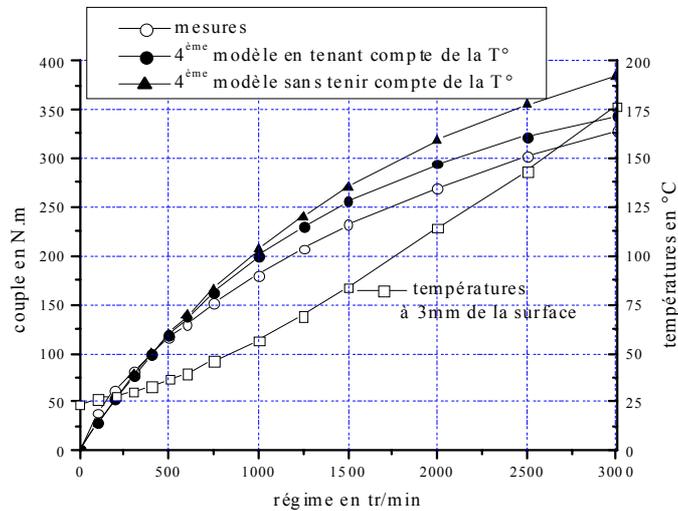


Figure 2.42 - Courbes du couple mesuré et calculé par le 4^{ème} modèle un tenant compte ou pas de la température.

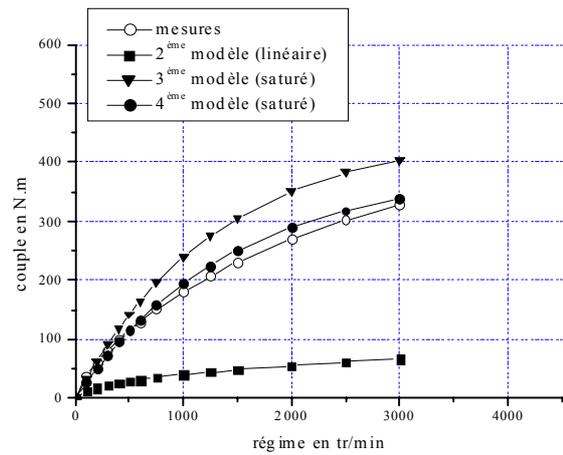
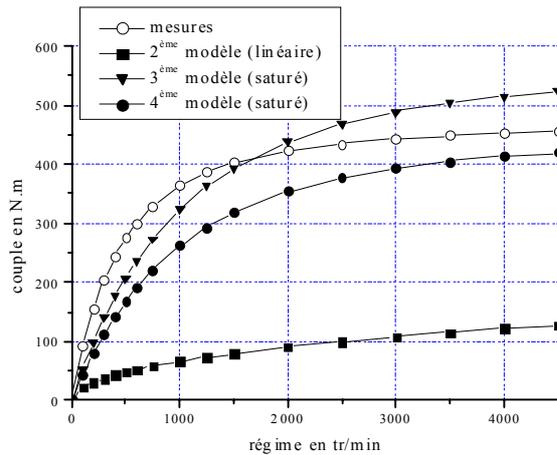
Nous nous apercevons que la prise en compte de la température sur les paramètres du matériau, permet au modèle de mieux corréliser avec les mesures. La forme de la courbe du couple en fonction de la vitesse prend mieux en compte le phénomène de saturation à forte vitesse (qui correspond à des puissances plus importantes).

Pour la suite des validations des modèles, nous tiendrons donc compte de la température suivant le modèle thermique moyen.

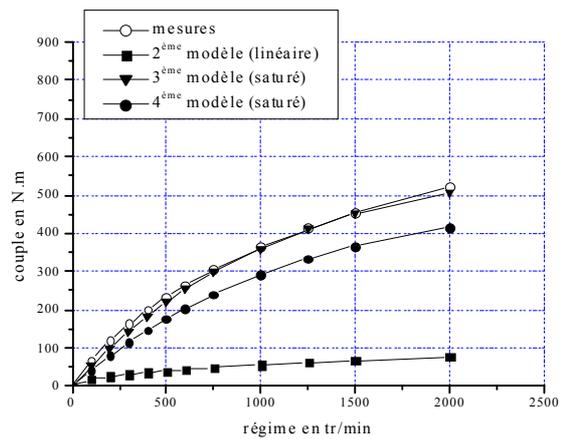
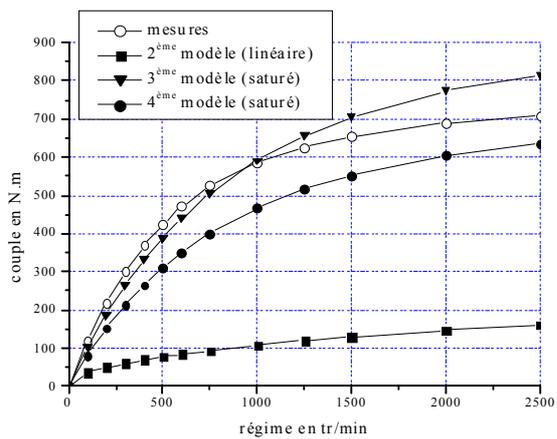
2.7.4 Comparaison des différents modèles

Nous nous sommes d'abord intéressés à la variation du couple en fonction de la vitesse à courant constant.

2.7.4.1 Courbes Couple-Vitesse



Figures 2.43 a,b - Courbes Couple-Vitesse pour $I = 5A$ sur 2 freins différents de même puissance DE-220 (a, $\hat{B}_{zs0} = 0,51T$) et FE-300 (b, $\hat{B}_{zs0} = 0,53T$).



Figures 2.44 a,b - Courbes Couple-Vitesse pour $I = 9A$ sur 2 freins différents de même puissance DE-220 (a, $\hat{B}_{zs0} = 0,66T$) et FE-300 (b, $\hat{B}_{zs0} = 0,63T$).

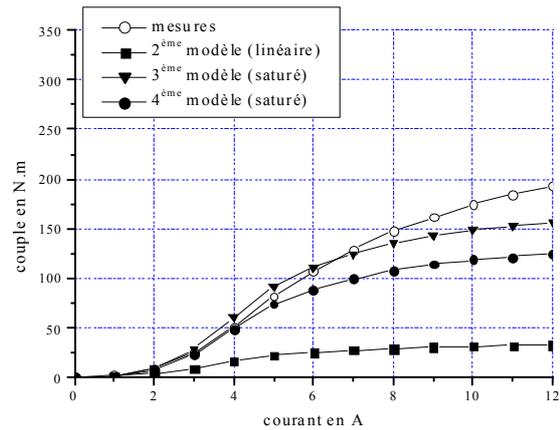
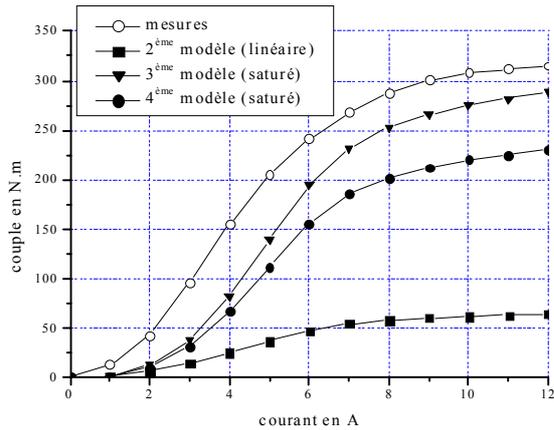
Nous tirons un certain nombre de conclusions sur la validité des modèles en fonction de la vitesse :

- Les deux modèles saturés correspondent aux essais à 20% près
- Le modèle linéaire est très inférieur aux valeurs mesurées. La prise en compte d'un modèle saturé semble indispensable.
- Les variations du couple en fonction de la vitesse sont similaires entre les mesures et les modèles saturés uniquement dans le cas du frein FE-300 (cf. figures 2.43.b et 2.44.b). Pour le DE-220, on remarque sur les mesures une "saturation" avec la vitesse que les deux modèles saturés ne prennent pas en compte. Cette "saturation" est sûrement due à un phénomène non pris en compte dans les modèles, comme les harmoniques dans les modèles saturés, ou encore un changement de comportement des deux matériaux différents entre les deux freins.

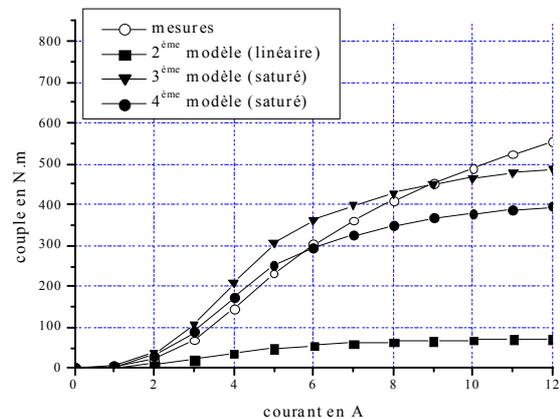
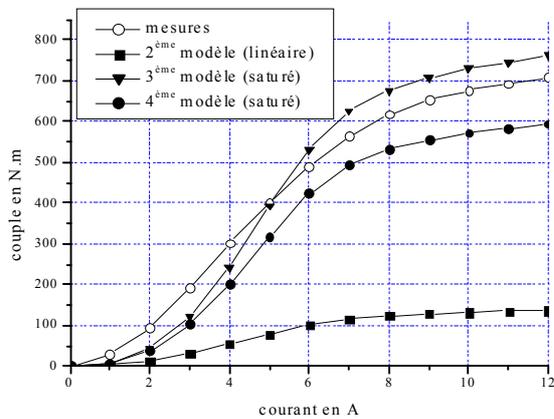
- Dans le cas $I=9A$ (cf. figures 2.44), (Le circuit de retour est proche de la saturation magnétique, il y a donc moins de risque d'erreurs dans le modèle statique) nous pouvons constater que les courbes des modèles sont bien sensibles aux différentes caractéristiques des deux freins (FE-300 et DE-220). Ces courbes évoluent de la même façon d'un frein à l'autre que les courbes mesurées. Nous pouvons donc conclure que les modèles saturés tiennent bien compte des paramètres différents entre les deux freins, c'est-à-dire le matériau et le nombre de dents.

2.7.4.2 Courbes Couple-Courant

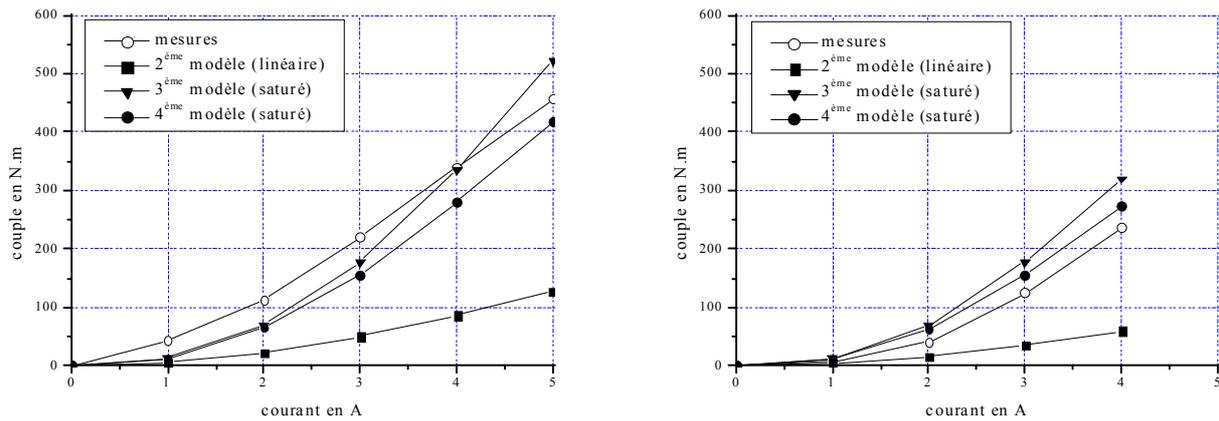
Pour vérifier la validité du modèle statique, nous nous sommes d'avantage intéressés à la variation du couple en fonction du courant et surtout à vitesse constante.



Figures 2.45 a,b - Courbes Couple-Courant pour $N = 300tr/min$ sur 2 freins différents de même puissance DE-220 (a) et FE-300 (b).



Figures 2.46 a,b - Courbes Couple-Courant pour $N = 1500tr/min$ sur 2 freins différents de même puissance DE-220 (a) et FE-300 (b).



Figures 2.47 a,b - Courbes Couple-Courant pour $N = 4500\text{tr/min}$ sur 2 freins différents de même puissance DE-220 (a) et FE-300 (b).

Les courbes couple-courant sont bien plus significatives de la justesse du modèle statique, car le modèle dynamique est très sensible à la valeur de l'induction en surface $B_{z_{50}}$ calculée par le modèle statique à partir du courant.

Le calcul de l'induction en statique ($B_{z_{50}}$) est un point difficile de l'étude statique et très sensible à faible courant donc à faible induction. C'est pourquoi, surtout à faible courant, nous pouvons trouver les plus grands écarts entre les modèles et les mesures.

De plus, la prise en compte de la saturation de tous les matériaux dans le calcul statique ne semble pas non plus parfaite. En effet, l'évolution du couple semble bien plus saturée en fonction du courant dans le cas des modèles que pour les mesures. Il faut dire que le matériau du circuit de retour n'est pas identifié magnétiquement. Une mesure précise du matériau du circuit de retour est donc nécessaire avec une prise en compte de sa caractéristique $B(H)$ dans le programme d'aide au dimensionnement.

2.7.4.3 Mesures sur la maquette de faible puissance

- *accouplé au moteur asynchrone :*

La mesure du courant est relevée sur le système de commande même du frein (DCU 2000) et comparée pour quelques points avec un multimètre. (Les deux valeurs correspondent parfaitement). Le moteur asynchrone tourne à 1500tr/min.

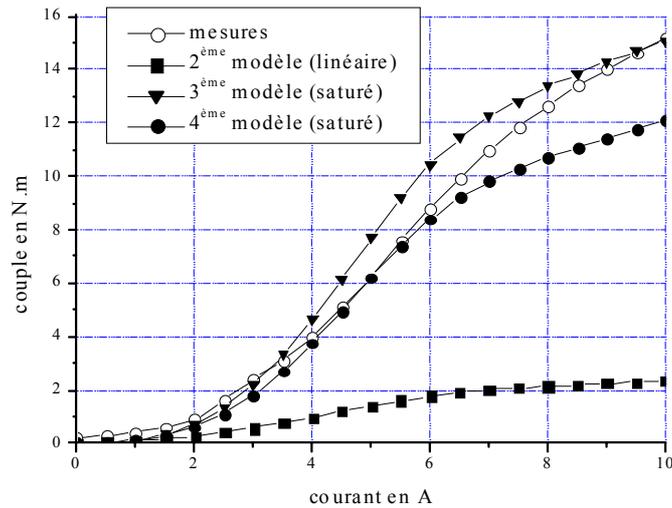


Figure 2.48 - Courbes couple-courant mesurées et calculées à 1500tr/min sur le prototype

On remarque que le 4^{ème} modèle est d'autant plus pessimiste que le courant est fort. Notre modèle a donc tendance à surestimer le phénomène de saturation, comme au paragraphe précédent. Ceci est peut-être dû au fait que l'on considère le circuit de retour avec le même matériau que le labyrinthe, donc avec une polarisation à saturation assez faible par rapport au matériau E-24 utilisé.

- *accouplé au moteur thermique STIHL :*

Nous avons tout d'abord relevé le couple à vide ($I=0$) du prototype. Cela nous a permis d'estimer le couple de frottements fluides en fonction de la vitesse. En effet, celui-ci est du même ordre de grandeur que les couples mesurés. On peut ainsi dans la suite des comparaisons ajouter ce couple de frottement au couple de freinage électromagnétique.

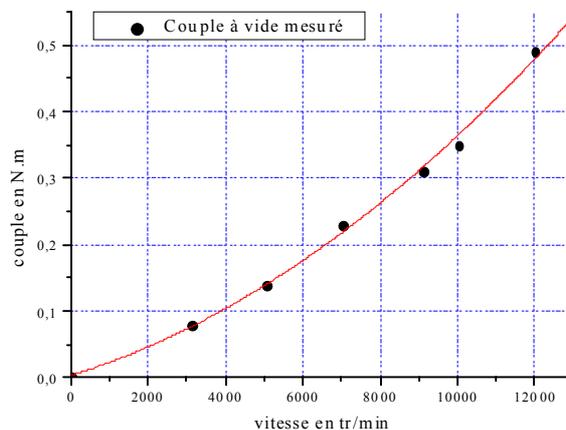


Figure 2.49 - Courbe du couple à vide du prototype

La puissance du moteur STIHL étant assez faible (2kW), les mesures n'ont pu être faites que pour des courants faibles (1A et 2A). Il faut donc tenir compte des erreurs du modèle statique à très faible courant.

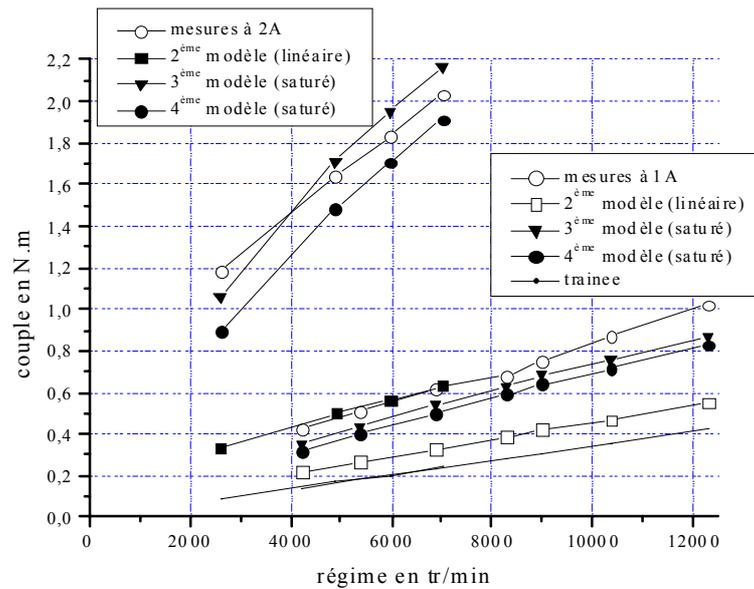


Figure 2.50 - Mesures et modèles du couple en fonction de la vitesse à courant constant

Les modèles saturés semblent donc convenir à peu près, même si le nombre de points n'est pas significatif.

Cela nous permet de valider les modèles saturés pour un frein ayant des dimensions et des puissances de fonctionnement bien plus faibles que les deux freins précédents. Nous pouvons donc constater que la modélisation des freins tient bien compte de toutes les caractéristiques géométriques et des matériaux utilisés afin d'avoir un modèle valable pour toute la gamme des puissances utilisables par un frein à courants de Foucault homopolaire.

CONCLUSION

Ce chapitre a concerné le développement de modèles magnéto-dynamiques pour le calcul des courants de Foucault dans les freins homopolaires. A l'heure actuelle, nous sommes capables d'estimer le couple maximal d'un frein à 20% près, en connaissant toutes les caractéristiques géométriques et électromagnétiques de ses matériaux.

Le travail de modélisation a principalement porté sur l'aspect dynamique : le calcul des courants de Foucault en fonction de la variation d'induction supposée connue à partir du modèle statique, des caractéristiques électromagnétiques du matériau, de la vitesse et du pas dentaire du frein.

Nous avons développé trois principaux modèles, un linéaire et deux saturés.

Le modèle "linéaire" considère que le matériau où ont lieu les courants de Foucault est linéaire magnétiquement. Cette formulation est validée numériquement par des calculs par éléments finis 2D réalisés sous ANSYS. Mais les essais nous prouvent que ce modèle estime des valeurs de puissance de freinage bien en dessous des mesures (d'un coefficient 4).

Nous avons donc développé deux autres modèles dits "saturés" qui prennent en compte la saturation magnétique du matériau. Le premier est basé sur un calcul itératif qui récupère la valeur de la perméabilité à partir de la valeur du champ calculée par le modèle linéaire. Le second tient compte en plus de la variation du champ en fonction de la profondeur (effet de peau).

Les études passées et la prise en compte du pas dentaire comme paramètre nous ont obligé à tenir compte des limites transversales (R_{\min} et R_{\max} de l'ECZ) de la zone où ont lieu les courants de Foucault. Après ce dernier calcul nous avons pu comparer les différents modèles avec des essais de puissance sur trois freins différents. Ces comparaisons ont mis en évidence la validité des modèles saturés mais néanmoins nous ont montré aussi la difficulté d'avoir un modèle précis sur toute la gamme de courants et de vitesses. En effet, les modèles sont très sensibles aux incertitudes sur les paramètres des matériaux et sur l'imprécision relative du modèle statique (B_{z0}).

Une partie importante de la modélisation est réalisée sous la forme d'un programme en Turbo Pascal. Il reste cependant à faire quelques améliorations sur ce programme afin d'augmenter la convivialité et d'y insérer les modèles dynamiques "saturés".

Dans le chapitre suivant, nous allons effectuer la démarche inverse. A partir d'un cahier des charges (courbe couple-vitesse maximale), il s'agira de dimensionner le frein correspondant.

Chapitre 3

ETUDE PARAMETRIQUE ET DIMENSIONNEMENT DES FREINS A COURANTS DE FOUCAULT HOMOPOLAIRES

INTRODUCTION	99
3.1 CHOIX DES MATERIAUX	100
3.1.1 Matériaux rencontrés et leurs propriétés	100
3.1.2 Influence de la perméabilité du labyrinthe sur les courants de Foucault	101
3.1.3 Choix du matériau	104
3.1.4 Améliorations sur le couple	105
3.2 ETUDE PARAMETRIQUE PAR DES MODELES THEORIQUES	107
3.2.1 Nombre de dents et pas dentaire	107
3.2.2 Epaisseur du rotor	109
3.2.3 Largeur des dents	111
3.2.4 Entrefer	113
3.3 ETUDE PARAMETRIQUE EMPIRIQUE	116
3.3.1 Surface utile du labyrinthe	116
3.3.2 Hauteur des dents rotoriques ($\Delta R/R_{\text{moy}}$)	117
3.3.3 Entrefer	118
3.4 DIMENSIONNEMENT D'UN FREIN	119
3.4.1 Catalogue actuel des freins	119
3.4.2 Dimensionnement et abaques	120
3.4.3 Application au dimensionnement d'un frein de 220kW	125
CONCLUSION	128

INTRODUCTION

Après le chapitre précédent sur la modélisation des freins à courants de Foucault homopolaires, nous allons utiliser au mieux cette modélisation afin de dimensionner ces freins.

Les méthodes de dimensionnement sont nécessaires pour le moteur-frein, mais aussi pour les freins "seuls".

Le dimensionnement des machines aussi rares que les freins à courants de Foucault homopolaires est un secret bien protégé par les quelques entreprises qui en fabriquent dans le monde. Nous allons donc exploiter au mieux ce que nous avons appris lors de cette collaboration entre le LESiR et le groupe D2T afin d'expliquer les choix pris pour le dimensionnement des prototypes.

Ainsi, dans une première partie, nous nous intéressons aux matériaux afin de faire le bon choix pour chaque partie du frein : labyrinthe, rotor et circuit de retour. Nous nous basons sur la modélisation électromagnétique des matériaux effectuée au chapitre précédent.

Dans une deuxième partie, nous optimisons quelques paramètres géométriques du frein à l'aide des modèles évoqués au chapitre 2.

Puis nous étendons l'étude paramétrique sur des paramètres qui dépendent de phénomènes thermiques ou mécaniques. Pour cela, nous nous basons sur des modèles empiriques tirés des caractéristiques des freins existants.

Enfin nous terminons par des règles de pré-dimensionnement qui ont été utilisées pour un frein 220kW conçu, fabriqué et vendu par le groupe D2T.

3.1 CHOIX DES MATERIAUX

Dans cette partie nous allons répertorier tous les matériaux rencontrés, avec leurs caractéristiques, et dans un deuxième temps, nous désignerons les matériaux adéquats pour les différentes parties du frein, en tenant compte de la température, de la rémanence et des matériaux disponibles.

3.1.1 Matériaux rencontrés et leurs propriétés

Nous avons regroupé dans le tableau qui suit, les informations dont nous disposons sur chaque matériau. Les valeurs magnétiques proposées sont relatives au modèle magnétique exposé au chapitre précédent, et les valeurs d'ordre mécanique sont extraites de la littérature [Lema 76], [Dorl 86].

- ξ : paramètre du modèle magnétique des matériaux, coude de saturation
- μ_{r0} : paramètre du modèle magnétique des matériaux, perméabilité relative maximale
- B_{sat} : paramètre du modèle magnétique des matériaux, induction à saturation
- σ : conductivité électrique du matériau
- R_r : résistance à la rupture du matériau
- C_{th} : constante thermique du matériau

	ξ	μ_{r0}	B_{sat} (T) à 20°C	B_{sat} (T) à 200°C	σ ($\cdot 10^6$ S/m) à 20°C	σ ($\cdot 10^6$ S/m) à 200°C	R_r (daN/mm ²)	C_{th} (W/m.K)
ARMCO (fer pur)	0,494	4990	1,77	1,71	9,9	5,0	22	62
matériau B&S	0,07	630	1,49	1,43				
Rotor B&S 16 MCB 5							100	
XC 18	0,316	1550	1,63	1,57			50	
13 CD 4	0,385	1150	1,61	1,55	4,9	3,2	95	
25 CD 4	0,256	795	1,5	1,44	4,61	3,16	115	
40-42 CD 4	0,0737	293	1,35	1,29	4,19	3,11	140	
E 24							37-45	
Fer Si 3%	0,342	7770	1,65	1,59			40	

Tableau 3.1 - Caractéristiques électromagnétiques, thermique et mécanique des matériaux rencontrés

Ses matériaux sont tous des aciers faiblement alliés. Chacun des composants de l'alliage joue un rôle sur les caractéristiques mécaniques, thermiques, magnétiques et électriques du fer. Nous décrivons donc l'influence que chacun des éléments peut avoir sur l'acier.

Carbone :

Pour la composition des matériaux, le premier nombre désigne le pourcentage de carbone (ancienne norme française AFNOR) :

le 13 de 13 CD 4 signifie 0,13 % de carbone, et le 18 de XC 18 signifie 0,18% de carbone
 Dans notre gamme de matériaux, plus il y a de carbone dans le fer, plus l'acier est dur, aux sens mécanique et magnétique (champ coercitif plus élevé).

Chrome : C

Le Chrome est très utile pour augmenter la charge de rupture, la dureté et la résistance à la corrosion.

Manganèse : M

Le Manganèse permet d'augmenter la charge de rupture et la dureté sans trop détériorer les qualités magnétiques.

Molybdène : D

Le Molybdène est très utile pour augmenter la charge de rupture, la dureté et la résistance à la chaleur, sans trop détériorer les qualités magnétiques.

Silicium :

D'un point de vue mécanique, le Silicium améliore la charge de rupture, la dureté, et surtout l'élasticité, mais dégrade les qualités de résistance à la chaleur et à la corrosion. D'un point de vue électrique, le silicium diminue la conductivité sans trop détériorer les qualités magnétiques.

Le dernier chiffre (ex : le 4 de "13 CD 4") représente 4 fois la teneur centésimale du premier alliage dans l'acier (M ou C dans nos cas).

	C	Cr	Mn	Mo	Si
ARMCO (fer pur)	0,01		0,1		
matériau B&S					
Rotor B&S 16 MCB 5	0,16	1	1,25	0,1	<0,35
XC 18	0,18		0,55		0,25
13 CD 4	0,13	1	0,5	0,3	0,2
25 CD 4	0,25	1	0,5	0,3	<0,35
40-42 CD 4	0,4-0,42	1	0,5	0,3	0,2
E 24	0,21		0,4 – 1,0		0,35
Fer Si 3%	<0,08				3

Tableau 3.2 - Composition des matériaux

3.1.2 Influence de la perméabilité du labyrinthe sur les courants de Foucault

D'après le 2^{ème} modèle (calcul linéaire), il existe une valeur de la perméabilité relative optimale (cf. figures 2.28.e et 3.5).

Une perméabilité trop forte diminue l'épaisseur de peau (cf. figure 3.2) sans augmenter pour autant les courants crêtes (cf. figure 3.1). La valeur de la puissance Joule dissipée diminue donc à forte perméabilité (cf. figure 3.4).

Une perméabilité relative trop faible (proche de l'unité) ne permet pas aux lignes de flux de bien pénétrer dans le matériau. Elle diminue ainsi la variation d'induction statique à flux homopolaire constant (cf. figure 3.3). Ainsi la puissance de freinage à même excitation diminue. C'est un cas que l'on peut rencontrer en utilisant, par exemple, de l'aluminium pour le labyrinthe.

Un optimum en puissance est donc observable d'après le 2^{ème} modèle et les calculs par éléments finis ANSYS comme illustré par la figure 3.5.

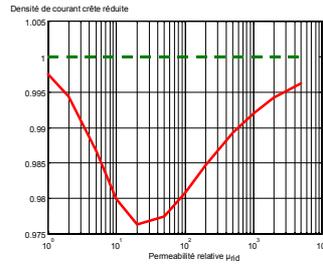


Figure 3.1 - Densité de courant crête quasi-constante

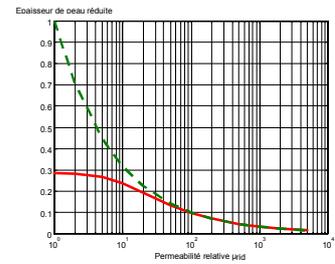


Figure 3.2 - Variation de l'épaisseur de peau

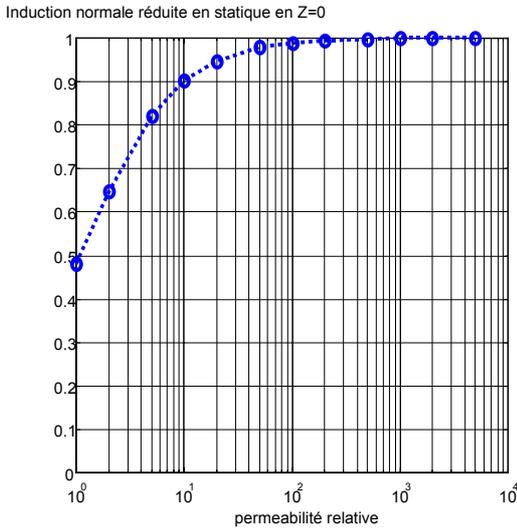


Figure 3.3 - Variation d'induction statique à flux homopolaire constant en fonction de la perméabilité relative μ_{ris}

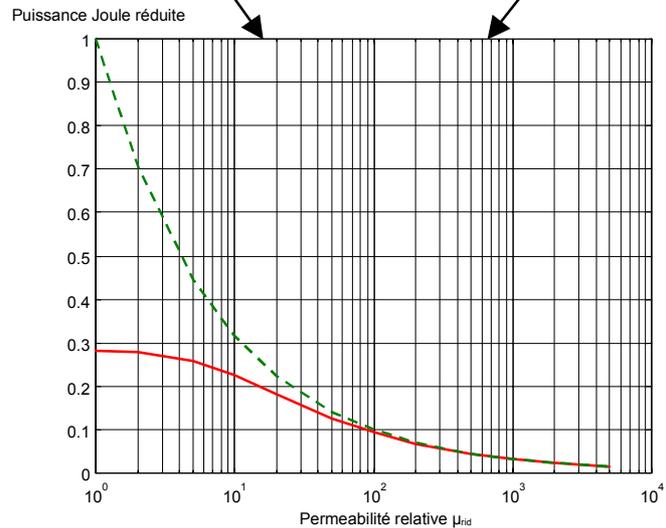


Figure 3.4 - Diminution de la puissance Joule (liée à celle de l'épaisseur de peau) en fonction de la perméabilité relative μ_{rid}

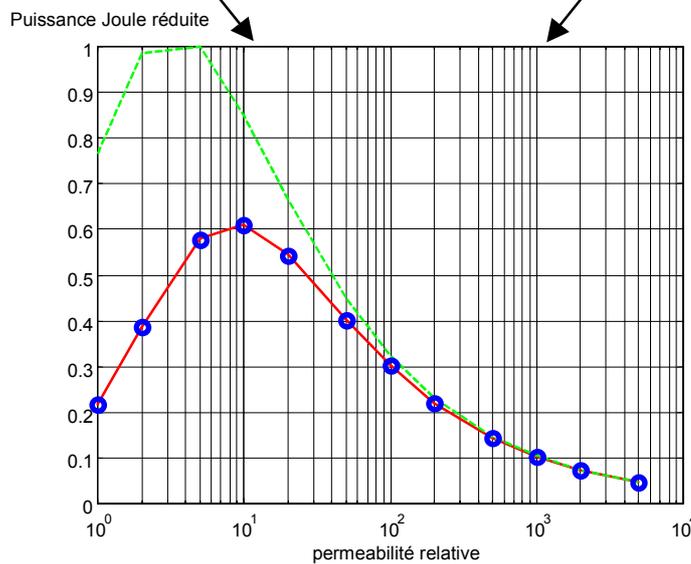


Figure 3.5 - Courbe de la puissance en fonction de la perméabilité relative $\mu_r = \mu_{ris} = \mu_{rid}$

- Calcul analytique sans réaction d'induit
- Calcul analytique avec réaction d'induit
- Calcul par éléments finis 2D

La perméabilité incrémentale statique a une influence notable sur la variation d'induction statique, mais aussi sur l'induction homopolaire (si l'on reste à courant d'excitation constant). Ainsi, pour maintenir une variation d'induction (cf. figure 3.3) et une induction homopolaire suffisante, il faut une perméabilité relative incrémentale statique au moins supérieure à 100.

Ces courbes ont été calculées pour le point de fonctionnement pris comme référence lors de la validation du 2^{ème} modèle : soit $\tau = 45 \text{ mm}$,
 $\sigma = 4 \cdot 10^6 \text{ S/m}$,
 $v = 4,5 \text{ m/s}$ (soit 300 tr/min pour un FE-300),
 et $\hat{B}_{zs0} = 7,929 \cdot 10^{-2} \text{ T}$.

Pour des points de fonctionnement plus classiques, dans le cas d'un FE-300 :

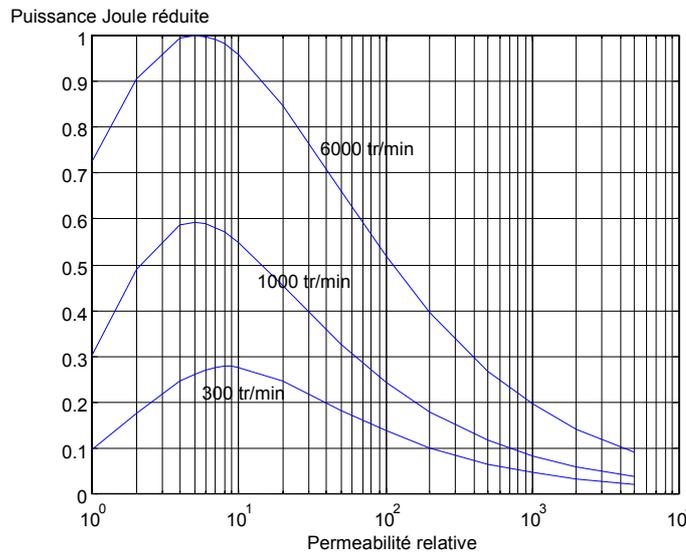


Figure 3.6 - Courbes de la puissance en fonction de la perméabilité relative pour des vitesses différentes sur un FE-300

L'optimum de la perméabilité relative dynamique se situe donc entre 5 et 10 et semble diminuer avec la vitesse d'utilisation du frein. De plus, d'après le 3^{ème} modèle, la valeur de cette perméabilité varie en fonction du champ transverse H_x calculé pour un point de fonctionnement donné.

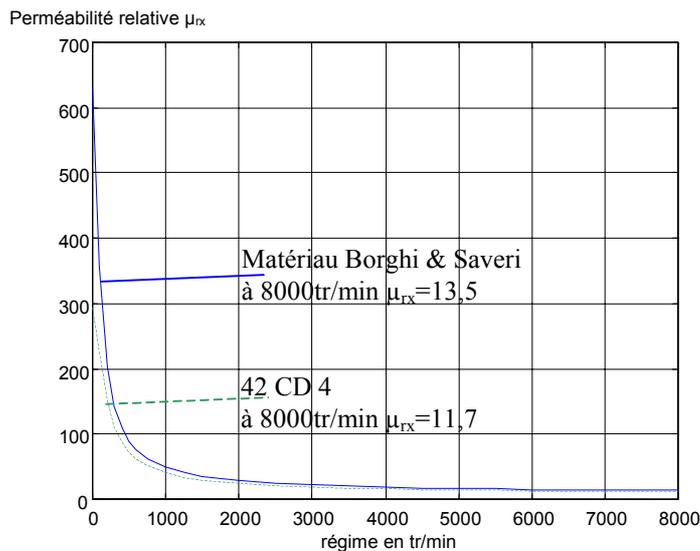


Figure 3.7 - Evolution de la perméabilité relative μ_{rx} (3^{ème} modèle), en fonction de la vitesse à $\hat{B}_{zs0} = 0,3T$ constant pour 2 matériaux différents

Il faut donc un matériau qui offre cette valeur de la perméabilité relative dynamique optimale (entre 5 et 10), au point de fonctionnement voulu du frein. Comme nous avons pu le constater, la valeur effective de la perméabilité relative dynamique et la valeur optimale varient avec le point de fonctionnement et pas forcément de la même façon.

Il ne faut pas oublier non plus que le 4^{ème} modèle tient compte d'un phénomène bien réel : la variation de l'état de saturation du matériau donc de la perméabilité en fonction de la profondeur dans le matériau.

Nous essaierons donc dans la mesure du possible de choisir un matériau qui au point de fonctionnement nominal du frein propose une perméabilité relative dynamique en surface μ_s (cf. § 2.5.2) proche de la perméabilité relative dynamique optimale (5 à 10) et ayant une perméabilité relative en régime statique supérieure à 100.

3.1.3 Choix du matériau

- **Circuit de retour (culasse)**

Un fer suffisamment pur, le moins cher possible comme l'E-24, utilisé à l'heure actuelle, semble parfaitement convenir. Pour nous assurer de ses bonnes qualités, il nous reste à déterminer ses caractéristiques magnétiques.

- **Rotor**

Le rotor subit un flux magnétique constant en chacun de ses points. De plus, c'est la pièce qui subit les plus fortes saturations magnétiques en statique, car la section de passage du flux de l'ensemble des dents est plus faible que toute section du circuit de retour.

Il faut donc un matériau à forte aimantation à saturation, à forte perméabilité et le plus doux possible afin de diminuer au mieux le phénomène de rémanence. Mais ces contraintes se heurtent à celles d'ordre mécanique et notamment dues à la vitesse de rotation.

Il est donc nécessaire avant tout choix de matériau du rotor de faire une étude mécanique par éléments finis qui nous indique, en fonction de la vitesse de rotation maximale, quelles sont les contraintes maximales que peut subir le rotor. Le choix se tourne alors vers le matériau ayant le taux de carbone le plus faible et résistant aux contraintes mécaniques.

A l'heure actuelle, "Borghgi & Saveri" utilise du 16 MCB 5 avec donc un taux de Carbone de 0,16%, et 75daN/mm² de résistance élastique. Le 13 CD 4 semble convenir parfaitement d'un point de vue magnétique. De plus, sa résistance élastique peut atteindre 80daN/mm² [Lema 76], s'il est traité convenablement (trempe à 850°C, avec revenu à 200°C). Si on s'aperçoit que les propriétés mécaniques du 13 CD 4 ne suffisent pas, il faudra se contenter du 16 CD 4, ou 18 CD 4, voire 25 CD 4...

- **Labyrinthe**

Le matériau du labyrinthe a de nombreuses contraintes. Il doit :

- permettre le passage du flux magnétique statique ;
- favoriser les courants de Foucault ;
- subir de fortes contraintes thermiques et favoriser le refroidissement ;
- subir de fortes contraintes mécaniques directement liées au gradient de température et à niveau moindre aux efforts magnétiques.

Le matériau **42 CD 4** semble être un bon compromis par rapport à toutes ces contraintes. Tout d'abord, il a une perméabilité relative faible par rapport aux autres. Et ainsi en dynamique cette perméabilité tend vers les valeurs optimales très faibles ($\mu_{rid} < 10$) favorisant les courants de Foucault. De plus, il permet une circulation du flux homopolaire suffisante ($\mu_{r0} \approx 293$), grâce notamment à la très grande surface de passage du flux au niveau du labyrinthe. Sa conductivité ne semble, par contre, pas altérée par la grande présence de carbone par rapport aux autres aciers CD 4. Il a comme autre avantage d'être, parmi les matériaux envisagés, celui qui a la plus grande résistance mécanique à haute température.

3.1.4 Améliorations sur le couple

Améliorations dues au matériau du labyrinthe :

Sur un FE-300 nous avons remplacé les labyrinthes Borghi & Saveri par d'autres en matériau 40 CD 4. Les améliorations sont nettes (cf. figure 3.8).

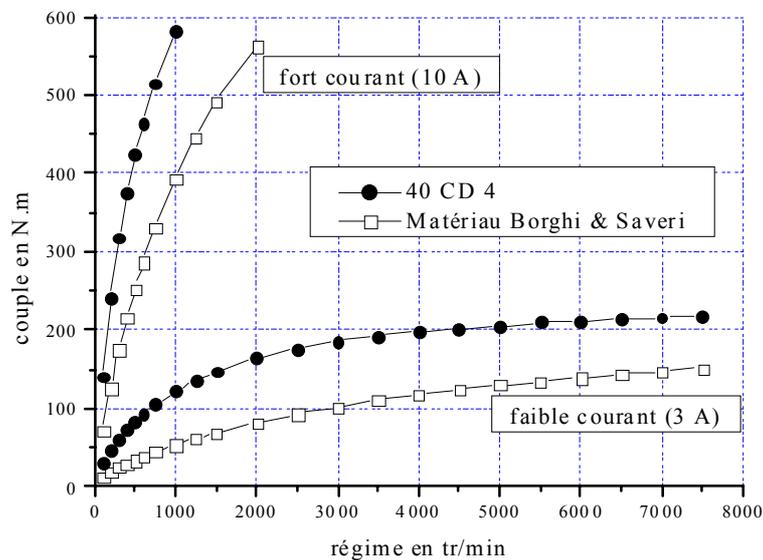


Figure 3.8 - Comparaison du couple mesuré du FE-300 avec 2 matériaux différents

L'amélioration sur le couple entre les deux matériaux est surtout due à la baisse générale de la perméabilité relative entre le matériau Borghi & Saveri ($\mu_{r0} = 630$) et le 40 CD 4 ($\mu_{r0} = 293$). Nous avons pu voir lors du paragraphe 3.1.2, que la perméabilité relative dynamique était optimale pour les courants de Foucault pour des valeurs très faibles ($\mu_{rid} < 10$). Mais l'importance, dans notre cas, du flux homopolaire nous oblige à avoir une perméabilité relative statique plus importante. Et le 40 CD 4 semble nous offrir un très bon compromis.

Remarque : Influence du matériau du labyrinthe sur la température

Lorsque nous avons utilisé le matériau 40 CD 4, nous avons pu constater une baisse de la température des labyrinthes pour le même point de fonctionnement. Au point de fonctionnement décrit § 1.4.2, nous avons avec l'ancien matériau une température de stabilisation vers 180°C. Celle-ci est tombée à 150°C avec le nouveau.

Ce résultat conforte notre modèle. La faible perméabilité du nouveau matériau permet de mieux répartir la puissance dissipée dans la profondeur du labyrinthe.

C'est à cause de ces résultats que nous avons pris en compte la puissance dissipée par unité de volume (cf. § 2.3.3). Le système de refroidissement et le matériau de Borghi & Saveri ont donc une limite de fonctionnement qui semble tourner autour de $1,36 \text{ W/mm}^3$ (épaisseur de peau = 1,11 mm pour une densité de courant maximale $\hat{J}_y = 93,3 \text{ A/mm}^2$). Grâce à l'amélioration sur le système de refroidissement, nous avons repoussé cette limite. Grâce au matériau, pour le même point de fonctionnement, nous avons diminué cette valeur à $1,28 \text{ W/mm}^3$ (épaisseur de peau = 1,18 mm pour une densité de courant maximale $\hat{J}_y = 90,6 \text{ A/mm}^2$).

Influence du matériau du rotor :

Lors de développement sur un frein 220kW, nous avons eu la possibilité d'essayer deux rotors différents : un en 25 CD 4 et un en ARMCO. Les qualités mécaniques de l'ARMCO ne nous ont pas permis de tourner à de grandes vitesses.

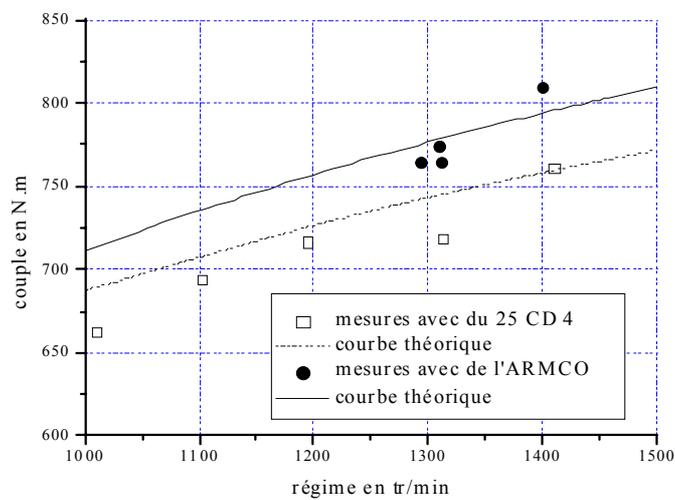


Figure 3.9 - Comparaison du couple maximal avec 2 matériaux différents au rotor

La différence de perméabilité entre les deux matériaux permet à l'ARMCO de mieux canaliser les lignes de flux et ainsi de créer une plus grande variation d'induction à courant égal. Le gain sur le couple maximal est de l'ordre de 5%.

3.2 ETUDE PARAMETRIQUE PAR DES MODELES THEORIQUES

Après avoir vérifié le bon fonctionnement du programme d'aide au dimensionnement (cf. chapitre 2), nous effectuons une étude paramétrique sur les grandeurs géométriques les plus significatives. Cette étude concerne la variation d'un seul paramètre à la fois.

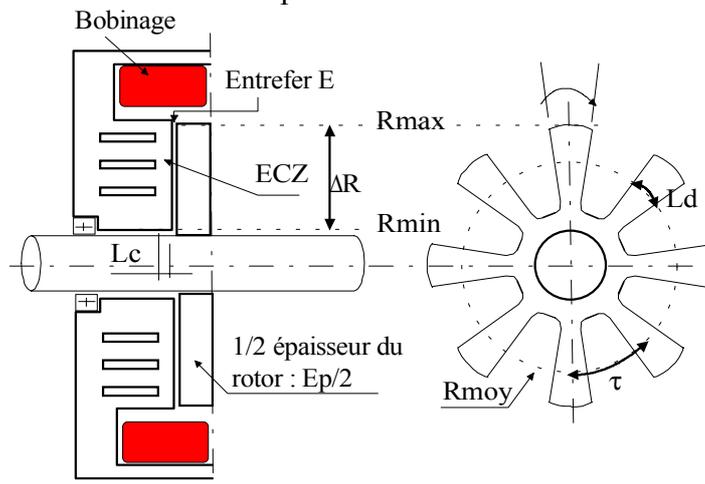


Figure 3.10 - Paramètres caractéristiques

Afin de généraliser les résultats de l'étude paramétrique, nous effectuons une normalisation de certains paramètres géométriques, tels que :

$$\text{- le taux de remplissage des dents rotoriques } L_{dr} = \frac{L_d}{\tau}; \quad (3.1)$$

où N_d est le nombre de dents du rotor,

$$\text{- l'épaisseur relative du disque } e_p = \frac{\frac{1}{2} E_p}{E_g}; \quad (3.2)$$

$$\text{- le pas dentaire relatif } \tau_r = \frac{\tau}{\Delta R}; \quad (3.3)$$

$$\text{- la puissance réduite } P_r = \frac{P(\text{paramètres})}{P_0}. \quad (3.4)$$

Après avoir assimilé les définitions des paramètres relatifs, nous abordons, dans ce qui suit, l'étude paramétrique de la zone active.

3.2.1 Nombre de dents et pas dentaire

Nous avons pu voir au chapitre 2 (cf. § 2.4 et § 2.6) que le pas dentaire a un optimum lié principalement à l'influence des limites transversales du labyrinthe (c'est à dire R_{min} et R_{max} dans le cas d'un frein).

Cas du FE-300

Par expérience, nous cherchons à optimiser le couple pour des cas d'utilisation à basse vitesse (autour de 1000tr/min) et à courant maximal. Pour ces cas, et grâce au 3^{ème} modèle, nous avons pu nous rendre compte que la perméabilité relative μ_{rid} prend des valeurs légèrement supérieures à 10. C'est pourquoi nous avons tracé, sur la figure suivante, la courbe de la puissance Joule réduite en fonction du nombre de dents, à un régime de 1000tr/min, à $\mu_r = \mu_{rid} = 10$, et dans le cas d'un FE-300.

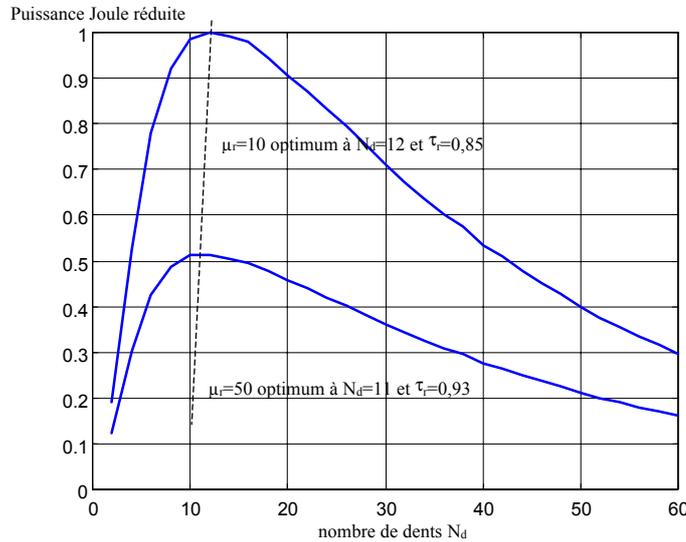


Figure 3.11 - Optimum du nombre de dents à 1000 tr/min et $\mu_{rid} = 10$ et 50

Dans l'hypothèse où le nombre de dents, la vitesse et la perméabilité relative sont des paramètres découplés, nous avons mis en évidence l'optimum du nombre de dents pour le FE-300. Comme nous souhaitons avoir un couple de freinage optimisé vers 1000 tr/min, nous choisissons un nombre optimal de 12 dents pour un frein du type du FE-300.

Ce résultat est généralisable aux autres freins si on considère que le pas dentaire relatif est la grandeur optimale, soit :

$$\tau_r = 0,85 \quad (3.5)$$

$$N_d = \text{round} \left(\frac{2\pi R_{\text{moy}}}{\tau_r \Delta R} \right) \quad (3.6)$$

et si on veut un nombre pair de dents afin d'éviter tous les déséquilibres sur les masses tournantes :

$$N_d = 2 \cdot \text{round} \left(\frac{\pi R_{\text{moy}}}{\tau_r \Delta R} \right) \quad (3.7)$$

"Round" est la fonction qui nous donne la valeur entière la plus proche, ou autrement dit, la valeur "arrondie".

Essais et comparaison

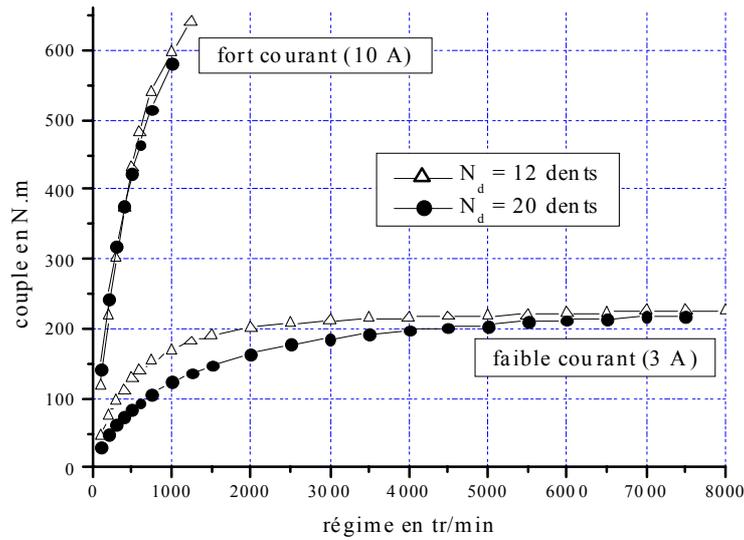


Figure 3.12 - Comparaison du couple mesuré sur 2 freins 220kW identiques au nombre de dents différents

L'amélioration due au nombre de dents n'est sensible que pour les faibles courants et les faibles vitesses. Cela correspond à des cas d'utilisation où la perméabilité relative dynamique est plus forte. En effet, nous remarquons sur la figure 3.11, que l'optimum se déplace vers les faibles valeurs de dents lorsque la perméabilité relative dynamique augmente. Dans le cas des fortes perméabilités, la différence de puissance est donc plus notable entre 12 et 20 dents. Sur toute la plage d'utilisation, il semble toujours avantageux d'avoir 12 dents plutôt que 20 dents. Nous nous tiendrons donc à $\tau_r = 0,85$, pour le dimensionnement des freins.

3.2.2 Épaisseur du rotor

L'épaisseur du rotor est un paramètre du frein sensible, car elle a un rôle important sur l'inertie du rotor, et sur la variation d'induction statique ($B_{z_{s0}}$) et donc sur les performances en couple du frein. Nous avons donc tracé la variation de la puissance Joule dissipée en fonction de l'épaisseur relative du rotor, pour deux valeurs différentes de courants (faible courant 3A et fort courant 10A) dans le cas d'un FE-300.

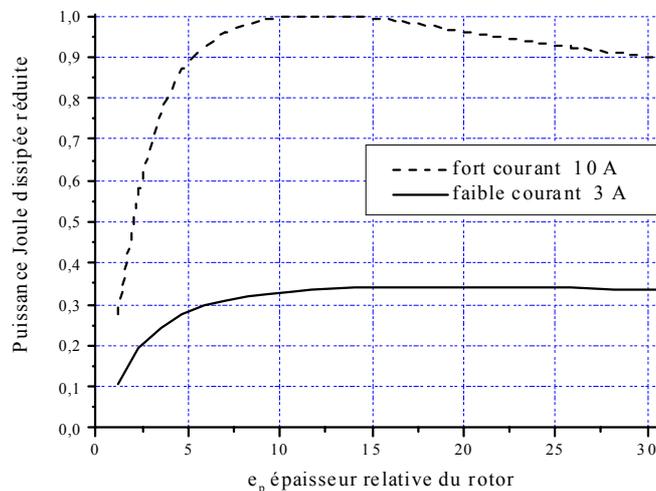


Figure 3.13 - Influence de l'épaisseur relative du disque (calcul)

Les cartes de champ données figure 3.14 représentent la zone d'étude que nous avons définie au chapitre 2 (§ 2.1, figure 2.5). La zone d'étude de largeur égale au demi pas dentaire est composée d'un plot magnétique de perméabilité non linéaire et d'un entrefer. La zone est magnétisée par une force magnétomotrice directement liée aux ampères-tours réels du bobinage global, et calculée selon le principe décrit au chapitre 2 (§ 2.1). La partie inférieure de la zone d'étude correspond à la surface du labyrinthe (surface où sont générés les courants de Foucault).

Les lignes de champ représentées sur la figure 3.14 correspondent aux résultats du calcul par éléments finis magnéto-statique 2D non-linéaire de l'étude statique sur la zone active.

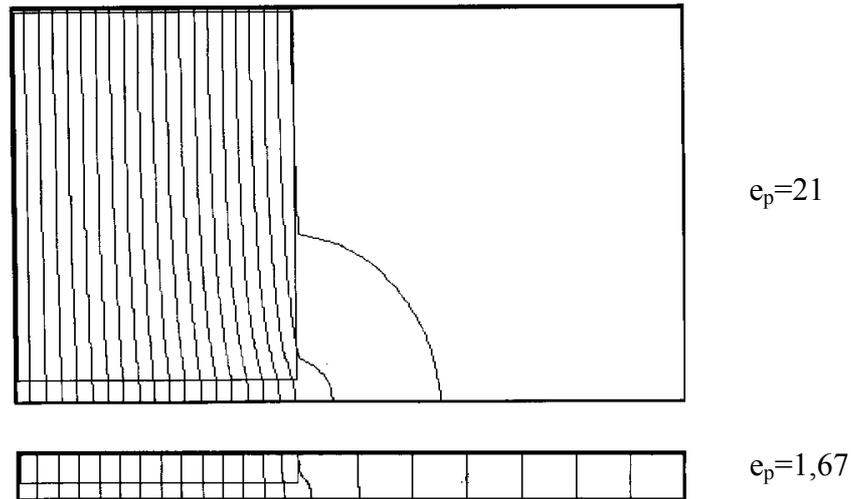


Figure 3.14 - Cartes de champ pour deux épaisseurs relatives différentes

La figure 3.15 montre la distribution de l'induction magnétique relative en surface du labyrinthe en régime statique (B_{zs0}) et pour un courant donné. Cette distribution, calculée par E.F. non linéaire, est développée en série de Fourier. Nous avons représenté sur cette même figure le résultat du développement par un trait plein et les valeurs calculées par E.F. par des rectangles.

D'autre part, nous avons indiqué au-dessus de cette figure les valeurs réelles de l'induction maximale.

Enfin, nous avons aussi représenté l'amplitude relative des harmoniques en fonction de leur rang.

La figure montre que l'effet de saillance est moins important pour une épaisseur du disque faible devant celle de l'entrefer. Cela se traduit par une faible variation de l'induction relative (B_{zs0}) et un taux d'harmoniques faible devant la valeur moyenne.

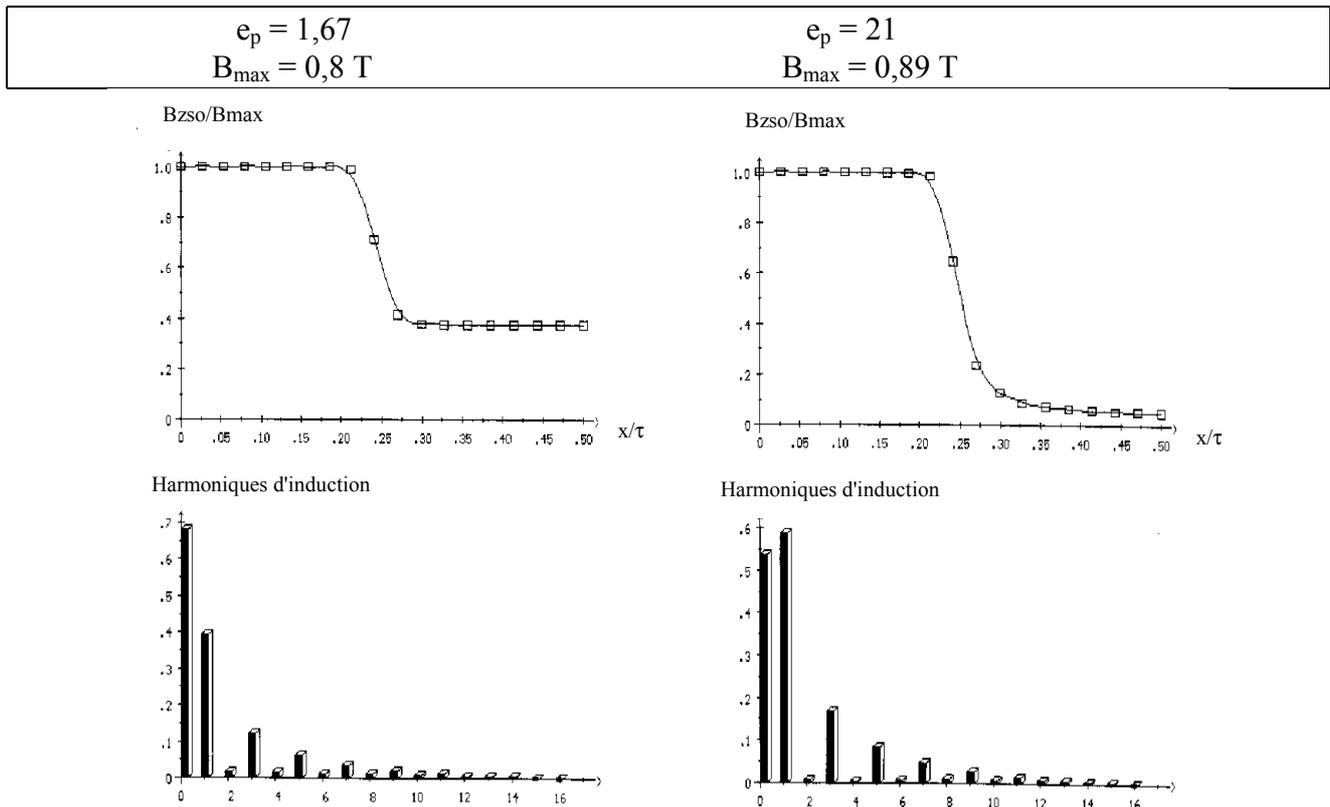


Figure 3.15 - Variations de l'induction en fonction de la position et développement en série de Fourier pour deux épaisseurs relatives différentes

Pour les freins de 220kW, l'épaisseur relative du rotor est à peu près :

$$e_p = 11,5 \tag{3.8}$$

Pour le cas des freins de forte puissance et de fort couple, l'inertie du frein est un facteur limitant de l'utilisation des freins à courants de Foucault homopolaires. Or l'inertie est proportionnelle à l'épaisseur du rotor. C'est pourquoi dans le cas des freins existants, l'épaisseur relative du rotor diminue avec la puissance dimensionnante du frein, jusqu'à la limite $e_p=5$.

Ainsi, nous avons pu remarquer que dans deux cas (FE-900 et freins à hauts régimes) la condition $e_p = 11,5$ n'est pas respectée. Pour les freins à hauts régimes, l'entrefer a été nettement augmenté à cause des fortes contraintes mécaniques imposées par la haute vitesse. Pour le FE-900, il semble que ce soit dû à l'inertie déjà importante avec $9,81 \text{ kg.m}^2$.

3.2.3 Largeur des dents

Les résultats de l'étude sont représentés sur la figure 3.16. Ils montrent que la largeur relative optimale des dents dépend du courant et donc du niveau de saturation magnétique de la dent. Notons que la valeur de L_{dr} conditionne l'inertie du rotor. D'autre part, pour une valeur de L_{dr} donnée, des calculs en mécanique permettront de vérifier la viabilité technologique de cette valeur (rigidité du rotor).

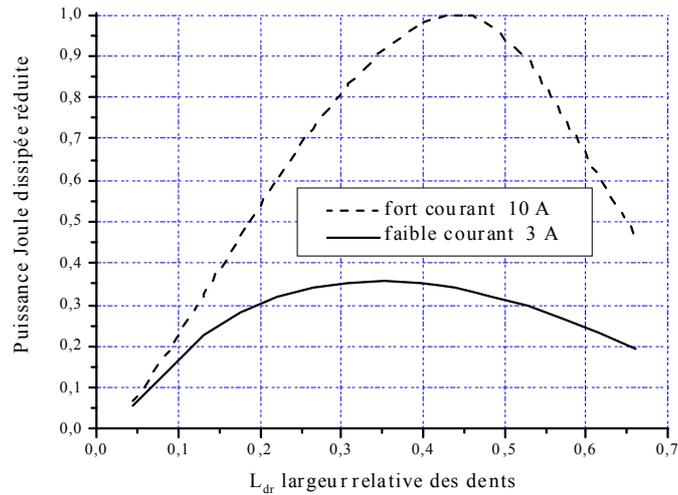


Figure 3.16 - Influence de la largeur relative des dents

Sur la figure 3.17, nous avons représenté les cartes de champ pour deux valeurs de largeur relative de la dent. Ces tracés indiquent que la variation relative de l'induction est identique dans les deux cas. En effet, le rapport des espaces inter-lignes dans l'entrefer et dans l'encoche ne varie pas d'un cas à l'autre.

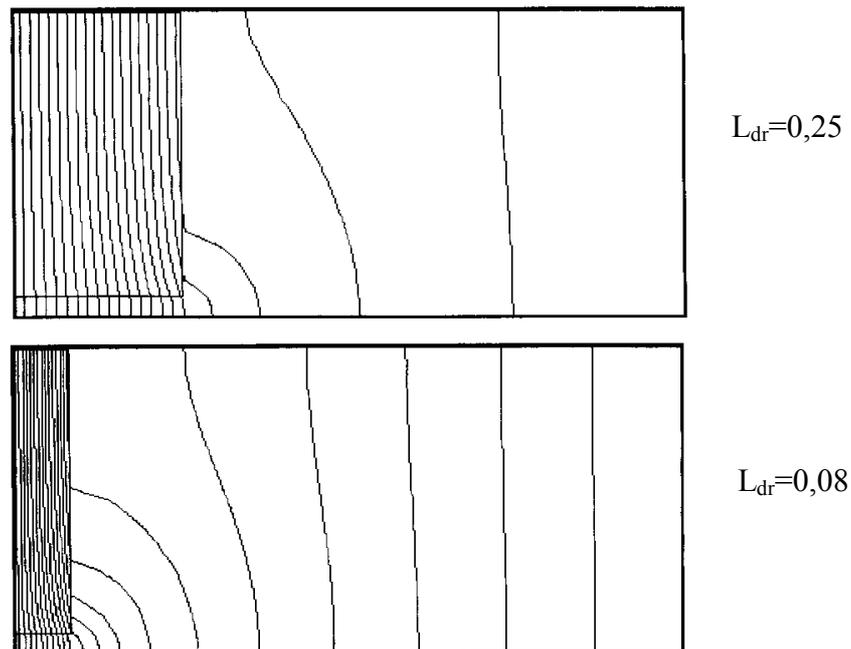


Figure 3.17 - Cartes de champ pour deux largeurs de dents différentes

L'influence de la largeur relative des dents est fondamentale quant à la forme de la distribution de l'induction. En effet, comme montré sur la figure suivante, l'augmentation de la largeur des dents (8 à 25 %) engendre l'accroissement de la valeur relative du fondamental (et donc de la valeur réelle) et de la valeur moyenne, ainsi qu'un appauvrissement en harmoniques. Cet appauvrissement n'entraîne cependant pas une diminution de la puissance dissipée, l'effet des harmoniques diminuant de façon hyperbolique (en $1/\sqrt{n}$, cf. § 2.3.3).

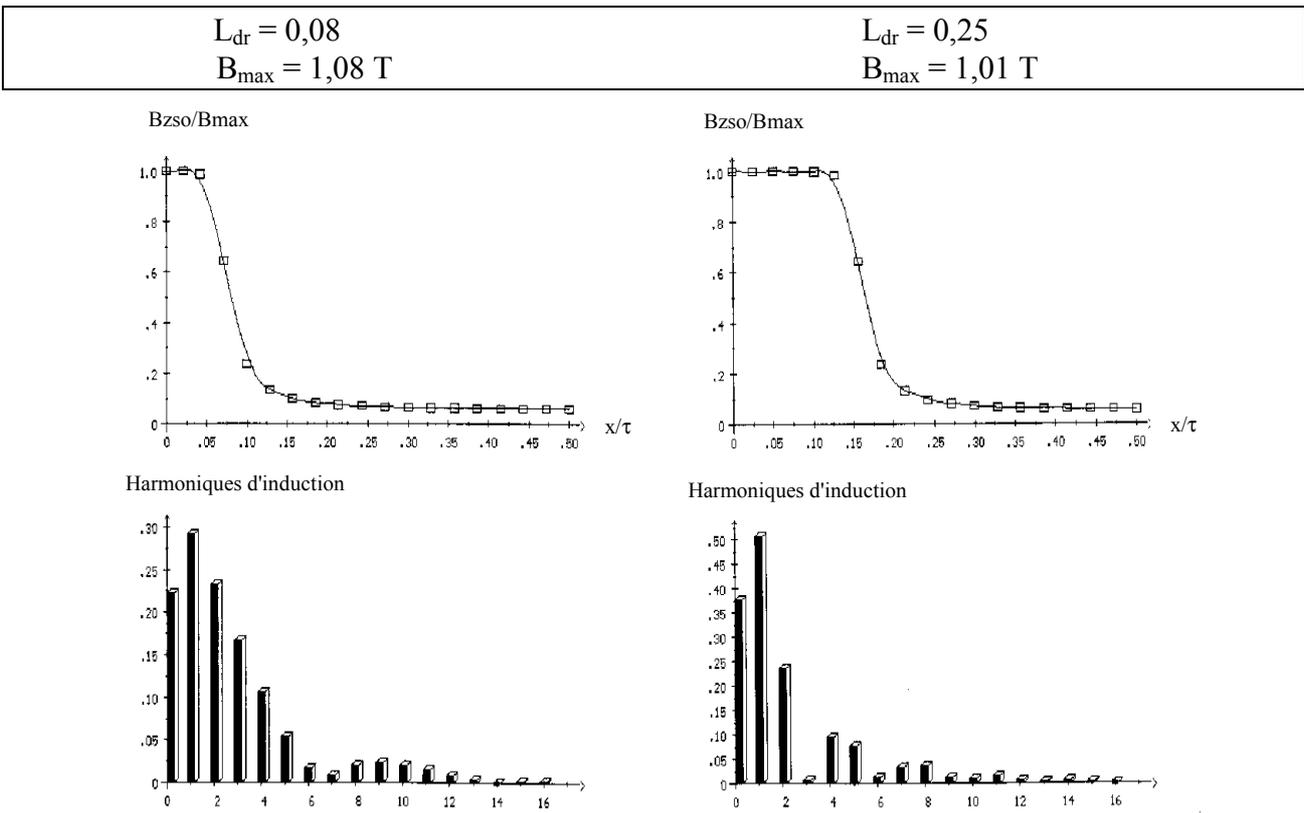


Figure 3.18 - Variations de l'induction en fonction de la position et développement en série de Fourier pour deux largeurs de dents différentes

D'après la figure 3.16, l'optimum s'appliquant pour les forts courants, le choix de la largeur relative des dents pour tous les freins s'est porté sur :

$$L_{dr} = 0,44 \tag{3.9}$$

3.2.4 Entrefer

A partir du modèle global des freins, nous avons effectué des calculs de la puissance dissipée pour différentes valeurs de l'entrefer. Les résultats obtenus sont représentés à la figure 3.19.

- Notons que l'entrefer E_g ne peut être diminué qu'en passant par l'amélioration :
- des techniques mécaniques permettant des jeux plus serrés pour les assemblages ;
 - des technologies des matériaux pour les dilatations de ceux-ci ;
 - des techniques thermiques pour l'évacuation de la chaleur confinée à l'intérieur du frein.

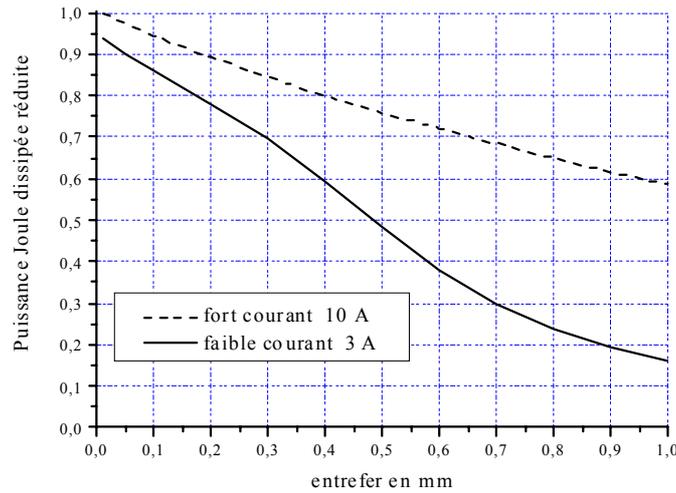


Figure 3.19 - Influence de l'entrefer

Il semble ainsi évident que nous avons intérêt à diminuer l'entrefer autant que possible afin d'augmenter les performances en couple d'un frein.

L'influence de l'entrefer est cependant nettement moins importante dans le cas des forts courants, c'est-à-dire quand le circuit magnétique et en l'occurrence le rotor est saturé.

C'est pourquoi pour les freins qui ont suffisamment de marge en couple maximal par rapport à l'utilisation qui va en être faite, nous pouvons nous permettre d'augmenter un peu l'entrefer pour limiter les problèmes mécaniques.

Le tracé suivant montre, que dans le cas d'un entrefer de valeur élevée, les lignes de "fuite" (lignes dans l'encoche) sont plus importantes. Ceci engendre une variation relative de l'induction en surface du labyrinthe (B_{zs0}) plus faible.

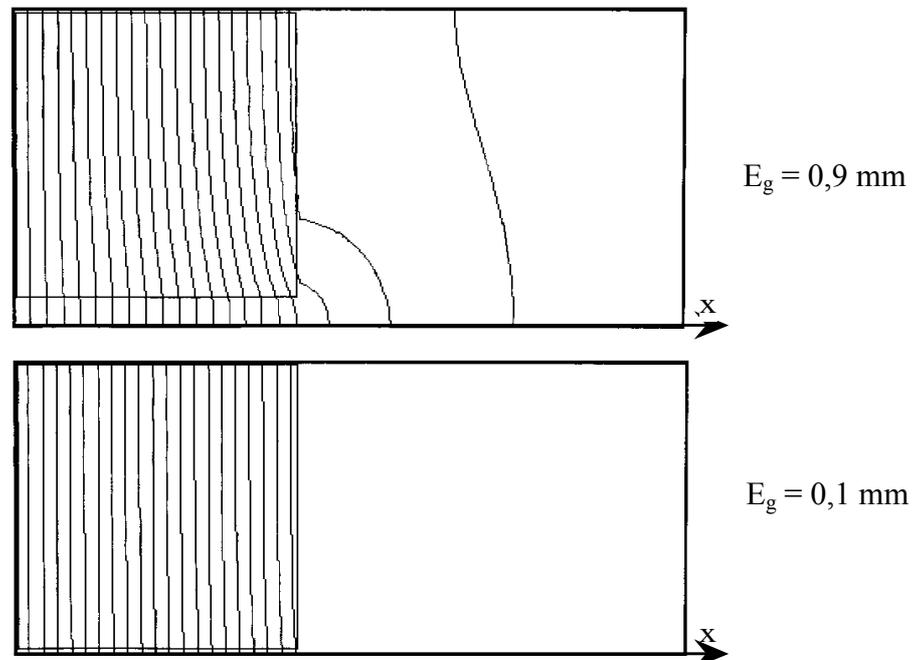


Figure 3.20 - Cartes de champ pour deux entrefers différents

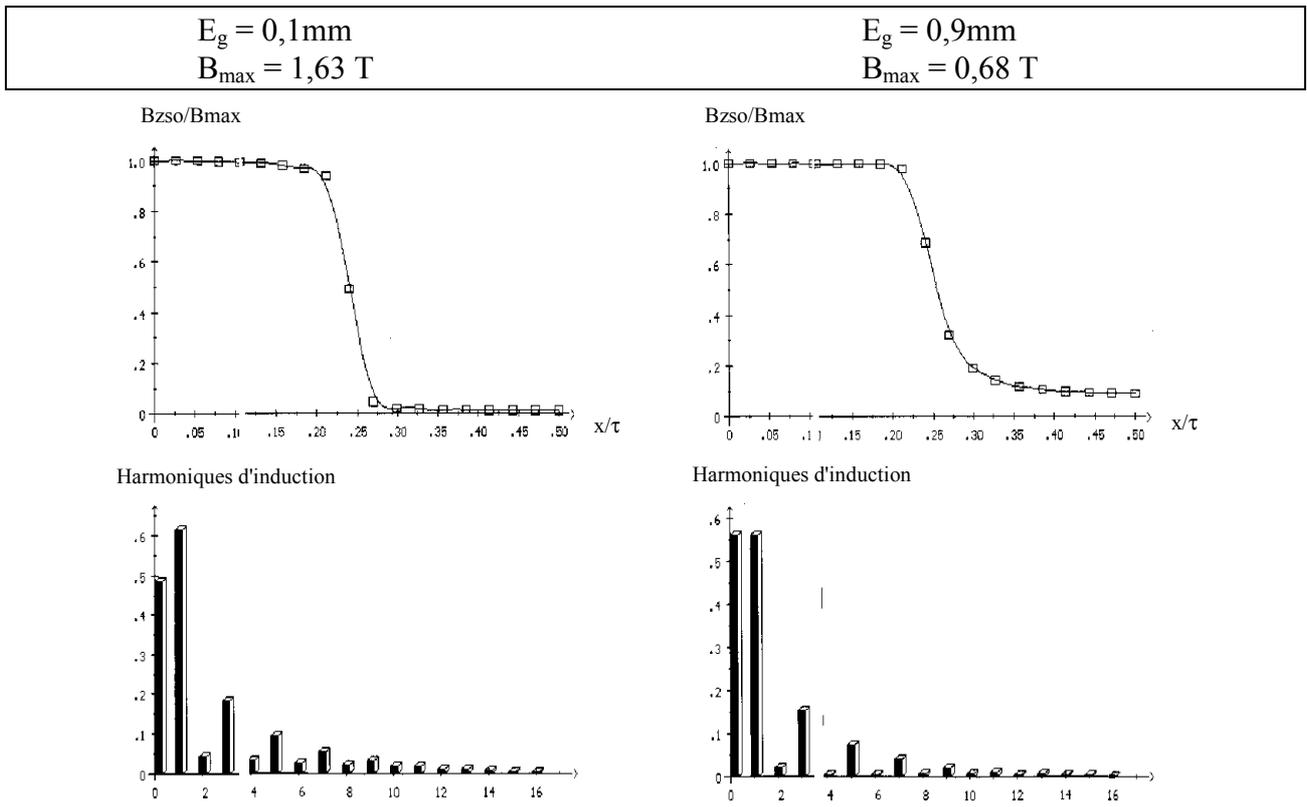


Figure 3.21 - Variations de l'induction en fonction de la position et développement en série de Fourier pour deux entrefers différents

Comme nous l'avons remarqué sur le tracé des inductions statiques, la variation relative de l'induction est plus grande dans le cas d'un entrefer faible. Cette variation est accentuée par l'induction maximale correspondante. Ce phénomène se traduit par une valeur de fondamental grande devant la valeur moyenne (cette dernière conditionne directement la polarisation des différentes parties magnétiques du frein).

Notons enfin que la distribution de l'induction a un "rapport cyclique" proche de 0,5, ce qui engendre son appauvrissement en harmoniques de rang pair.

3.3 ETUDE PARAMETRIQUE EMPIRIQUE

Dans un frein, un certain nombre de paramètres et de dimensions ne sont pas choisis par des critères liés au modèle théorique électromagnétique. Nous verrons ainsi dans ce paragraphe, le lien de la surface utile du labyrinthe (S), de la hauteur des dents ($\Delta R/R_{\text{moy}}$) et de l'entrefer (E_g) avec des critères thermiques et mécaniques. Comme nous ne sommes pas encore en mesure de modéliser simplement ces phénomènes nous allons adopter une démarche empirique basée sur l'étude des freins existants.

3.3.1 Surface utile du labyrinthe

Nous allons nous baser sur les freins existants afin de déterminer la surface nécessaire pour évacuer la puissance thermique.

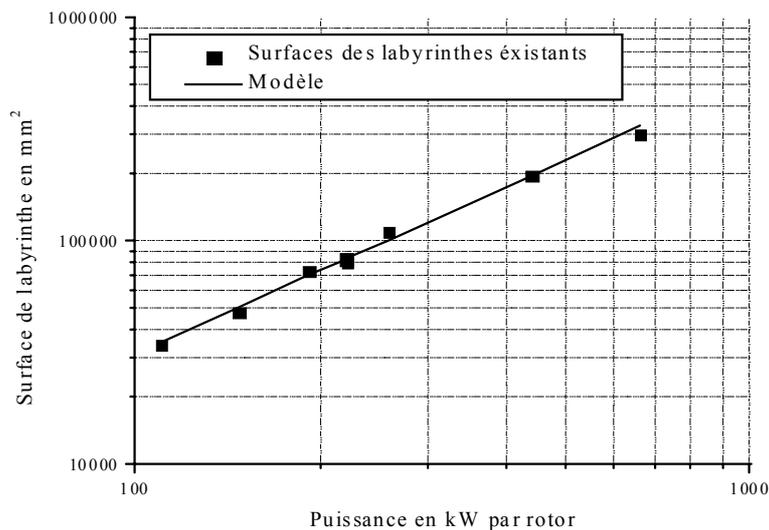


Figure 3.22 - Surface utile du labyrinthe en fonction de la puissance du frein

Avec comme modèle (S en mm² et P en kW) :

$$S = 98,2 \cdot P^{1,25} \quad (3.10)$$

Ce modèle reste valable pour des puissances de freinage comprises entre 110kW et 700kW. De plus, il est valable pour un système de refroidissement similaire sur tous les freins. A titre d'exemple, les nouveaux labyrinthes (cf. § 1.4.2) permettent une température mesurée de labyrinthe à 160°C, pour un fonctionnement à 220kW avec une surface de labyrinthe de 83100mm².

Si nous améliorons encore le système de refroidissement, ou si nous décidons de travailler à des températures de labyrinthes supérieures, nous pouvons espérer diminuer la surface utile pour dissiper la puissance de freinage.

Nous pouvons remarquer que la surface nécessaire n'évolue pas linéairement par rapport à la puissance mais par une loi en puissance (exposant 1,25). Cette loi semble assez bien respectée sur les freins Borghi & Saveri. Elle tient compte ainsi, avec l'augmentation de la puissance, de la difficulté croissante d'évacuer la chaleur, et aussi de la difficulté croissante de maîtriser les déformations causées par la chaleur sur des diamètres plus importants.

Comme le couple maximal de freinage évolue plus rapidement que la puissance maximale en fonction de la surface S , nous évoluons vers des freins à fort couple à bas régime pour les grosses puissances. Cela convient bien aux utilisations faites des freins mono-rotors de forte puissance, car cela suit l'évolution en puissance des moteurs thermiques pour camion, etc... Par contre, pour les très faibles puissances, on risque ainsi d'atteindre la puissance maximale seulement à très haut régime.

Remarque : nous avons pu constater que sur les freins rencontrés, au point de fonctionnement de couple maximal des freins à courants de Foucault homopolaires, la densité d'efforts tangentiels atteinte est de $\sigma_T = 3 \text{ N/cm}^2$.

3.3.2 Hauteur des dents rotoriques ($\Delta R/R_{\text{moy}}$)

Cette grandeur nous donne une idée de la longueur de la dent par rapport à la taille du rotor, et ainsi de la répartition de la surface active autour de l'arbre.

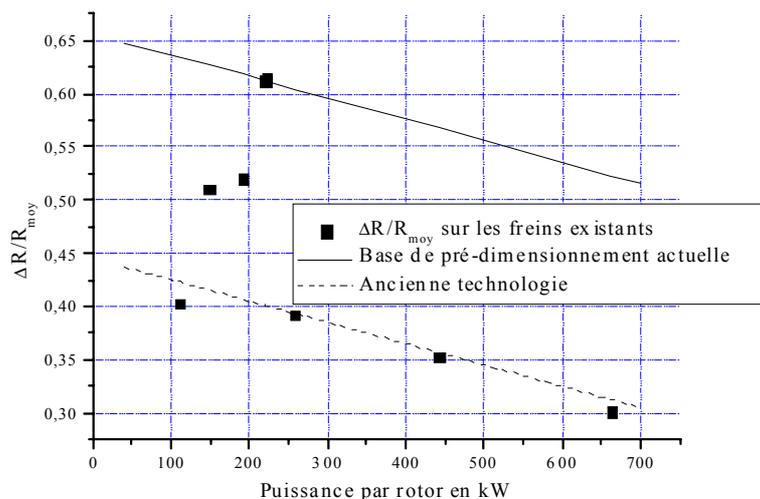


Figure 3.23 - Hauteurs des dents par rapport au rayon moyen des rotors

Suivant l'ancienne technologie adoptée par Borghi & Saveri le dimensionnement de la longueur des dents se basait à peu près sur la droite suivante :

$$\frac{\Delta R}{R_{\text{moy}}} = 0,445 - 0,0002 \cdot P(\text{kW}) \quad (3.11)$$

Les améliorations effectuées sur les freins de 220kW (cf. § 1.4) nous ont permis d'augmenter la longueur relative des dents.

La principale amélioration est réalisée sur l'inertie. Entre les deux technologies, l'inertie du rotor d'un 220kW passe de $0,27 \text{ kg.m}^2$ à $0,16 \text{ kg.m}^2$.

La principale limite à cette amélioration est la contrainte que subit le matériau du rotor au niveau de la base des dents à la vitesse de rotation maximale. De plus au niveau du rayon minimal, il faut laisser la place pour l'arbre.

Ces contraintes nous ont obligés à placer le dimensionnement de la hauteur des dents sur la droite suivante :

$$\frac{\Delta R}{R_{\text{moy}}} = 0,656 - 0,0002 \cdot P(\text{kW}) \tag{3.12}$$

Cependant, même si la droite précédente sert de base de pré-dimensionnement, il faut pour chaque nouveau frein évaluer la contrainte mécanique maximale que subit le rotor à vitesse maximale.

3.3.3 Entrefer

Il est évident que l'entrefer doit être le plus petit possible d'un point de vue électromagnétique (cf. § 3.2.4). Sa valeur est donc déterminée par les contraintes mécaniques, et le savoir-faire du fabricant.

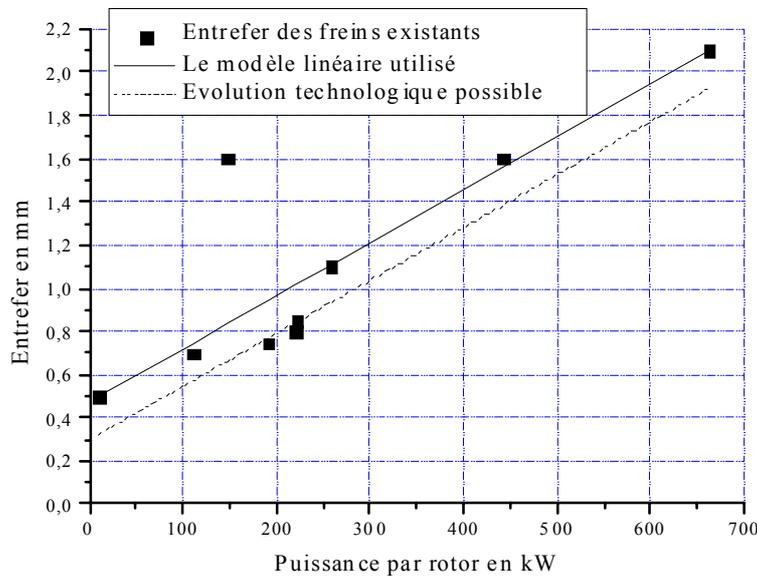


Figure 3.24 - Variation de l'entrefer en fonction de la puissance des freins

Pour tous les freins mono-rotors classiques, l'entrefer semble linéaire par rapport à la puissance, suivant l'expression suivante :

$$E_g(\text{mm}) = 0,475 + 0,00245 \cdot P(\text{kW}) \tag{3.13}$$

Le seul cas particulier est celui observé avec le frein prévu pour la compétition (frein "sport" à 150kW par rotor). Ce frein est toujours en plusieurs rotors (2, 3 ou 4), et doit atteindre des vitesses bien plus importantes (18000 tr/min). Ces conditions mécaniques spéciales nous obligent à avoir un entrefer bien plus large.

Pour les freins les plus utilisés, (autour de 200kW), il semble qu'un léger saut technologique ait été observé. Par la suite, nous dimensionnons donc les entrefers, en se plaçant sur la droite suivante :

$$E_g(\text{mm}) = 0,3 + 0,00245 \cdot P(\text{kW}) \tag{3.14}$$

3.4 DIMENSIONNEMENT D'UN FREIN

3.4.1 Catalogue actuel des freins

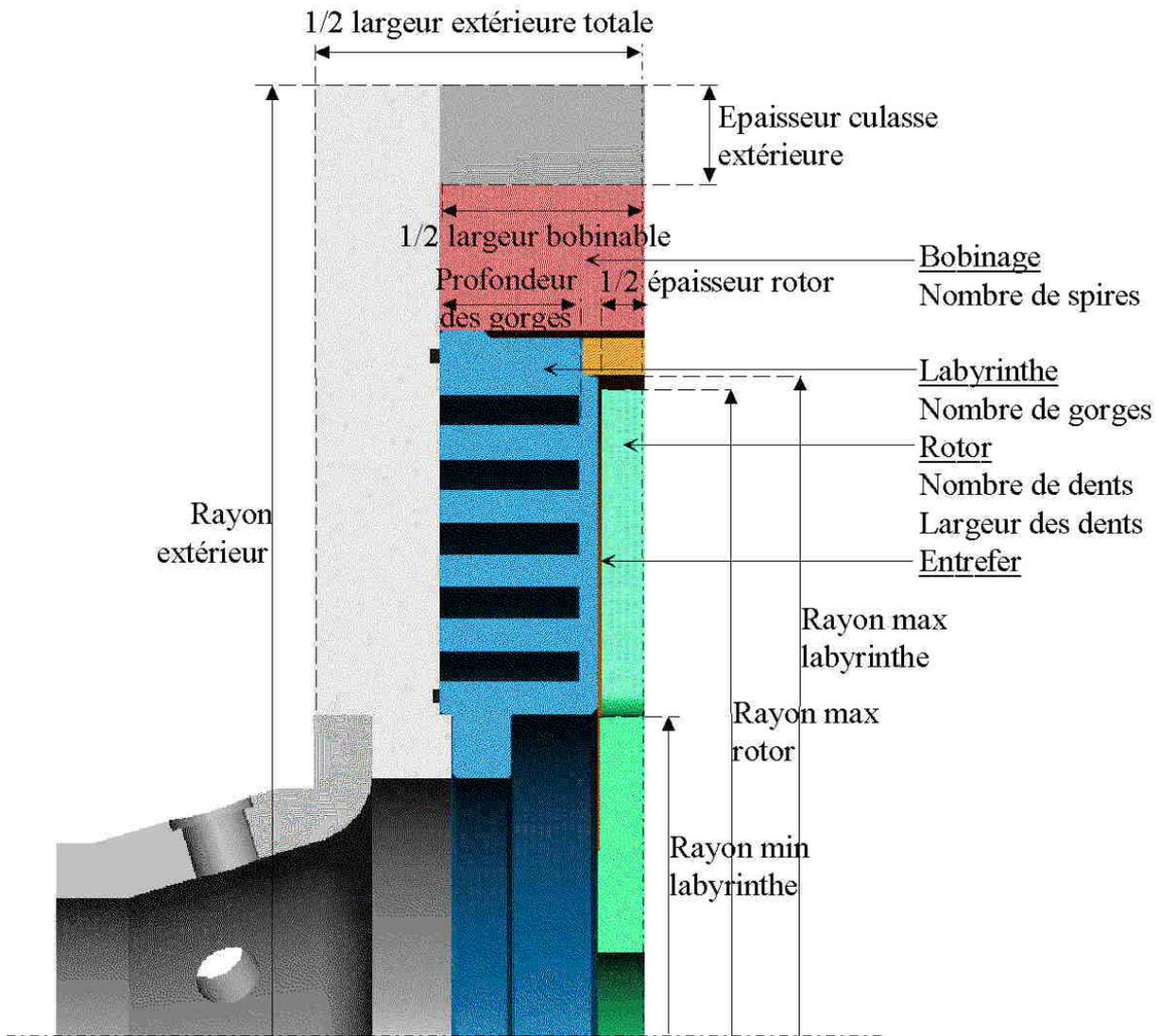


Figure 3.25 - Schéma d'un quart de frein avec ses dimensions importantes

	FE - 150 (FE - 100) (FE - 60)	FE - 200 ST pour F 1 en 2, 3 ou 4 rotors	FE - 260 / FE - 300	FE - 350	FE - 600	FE - 900
P _{max} en kW	110	147	191 / 221	258	442	662
C _{max} en N.m	235		610	1400	2850	4100
N _{min} (où on a C _{max})	1400		1800			
N _{max} en tr/min	13000	18000	10000	8000	5500	4000
Nombre de Dents	16	16	20	22		
Rayon Max Rotor	140	172	189	253	350	458
Rayon Max Labyrinthe	140	180	191 / 193	256		
Rayon Min Labyrinthe	93	102	111 / 100	170		338
Largeur Dent	20	25	20	23		
Entrefer	0,7	1,6	0,75 / 0,85	1,1	1,6	2,1
½ Epaisseur rotor	8	8	9,3	11		16
Nombre de Spires	≈ 325 ?	≈ 390 ?	490			
Largeur Bobinable	73	83	106	126		150
Largeur Extérieure Totale	125		174	195		280
Rayon Extérieur	219	249	271	340		553
Epaisseur Culasse Extérieur	22	19	22	27		33
Nombre de Gorges	5	5	5	5		5
Profondeur des Gorges	23,5	27	38,5 / 38	40		60
Matériau labyrinthe	n.c.	n.c.	n.c.	n.c.	n.c.	n.c.
Matériau rotor	n.c.	16 MCB 5	n.c.	n.c.	n.c.	n.c.
Matériau circuit de retour	E 24	E 24	E 24	E 24	E 24	E 24
Inertie en kg.m ²	0,034	0,11	0,17	0,62	3,04	9,81

Tableau 3.3 - Récapitulatifs des caractéristiques des freins existants (par rotor) (distances en mm)

Les caractéristiques ont été récupérées sur les plans Borghi & Saveri, du moins pour les freins FE-150, -350, -600, -900). Pour les autres freins, elles ont été mesurées.

3.4.2 Dimensionnement et abaques

On suppose tout d'abord que l'on connaît les matériaux utilisés dans le frein (voir § 3.1) :

- **E 24** pour le circuit de retour.
- **13 CD 4** pour le **rotor** (sous réserve que celui-ci résiste mécaniquement, et sous réserve de son prix)
- **42 CD 4** pour le **labyrinthe**.

Avant de continuer plus loin le dimensionnement d'un frein, il faut connaître l'utilisation qui va en être faite. Ce peut être un frein "sport" qui sert aux bancs d'essais des moteurs de compétition où la limite de fonctionnement est la vitesse maximale, ou un frein "classique" pour les bancs d'essais des moteurs de voiture où la limite de fonctionnement est la puissance, ou encore un frein fort couple

pour les bancs d'essais de moteurs de camion et/ou diesel industriel où la limite de fonctionnement est le couple.

Afin de dimensionner le frein de manière précise il faut connaître un certain nombre de critères :

- la plage de vitesse de fonctionnement utile : N_{\min} , N_{\max}
- le couple maximal à obtenir pour la limite basse de vitesse : C_{\max} à N_{\min}
- la puissance maximale : P_{\max}

D'un point de vue électromagnétique, le critère le plus limitant est la définition du couple maximal et la vitesse minimale correspondante. Mais aux vues de l'utilisation principale qui est faite des freins, nous allons baser notre dimensionnement de la gamme de freins "classiques" sur la valeur de la puissance maximale. Ainsi, les améliorations faites sur les freins, nous permettront d'avoir à même puissance maximale un couple de freinage maximal à bas régime plus important.

Nous allons nous intéresser au dimensionnement du rotor et du labyrinthe.

R_{\max} et R_{\min} (ou R_{moy} et ΔR) :

$$R_{\max} = \min(R_{\max} \text{ labyrinthe}, R_{\max} \text{ rotor}) \quad (3.15)$$

$$R_{\min} = R_{\min} \text{ labyrinthe} \quad \text{car} \quad R_{\min} \text{ rotor} < R_{\min} \text{ labyrinthe} \quad (3.16)$$

$$R_{\text{moy}} = \frac{R_{\max} + R_{\min}}{2} \quad (3.17)$$

$$\Delta R = R_{\max} - R_{\min} \quad (3.18)$$

$$S = \pi(R_{\max}^2 - R_{\min}^2) \quad (3.19)$$

Ces grandeurs ont un rôle déterminant dans le dimensionnement du frein, pour :

- l'inertie du rotor ($\propto R_{\max}^4$)
- le couple de freinage ($\propto S \cdot R_{\text{moy}}$)
- la puissance maximale dissipée ($\propto S^{0,8}$ cf. § 3.3.1).

- $S = \pi(R_{\max}^2 - R_{\min}^2)$

Nous nous basons sur les règles de pré-dimensionnement du paragraphe 3.3.1.

$$S = 98,2 \cdot P^{1,25} \quad (S \text{ en mm}^2 \text{ et } P \text{ en kW}). \quad (3.20)$$

- Hauteur des dents rotoriques $\Delta R/R_{\text{moy}}$

Nous nous basons sur les règles de pré-dimensionnement du paragraphe 3.3.2.

$$\frac{\Delta R}{R_{\text{moy}}} = 0,656 - 0,0002 \cdot P(\text{kW}) \quad (3.21)$$

Nombre de dents :

Lors du paragraphe 3.2.1, nous avons mis en évidence un optimum du nombre de dents N_d . Nous fixons donc comme valeur de référence :

$$N_d = 2 \cdot \text{round} \left(\frac{\pi}{0,85 \cdot \Delta R / R_{\text{moy}}} \right) \quad (3.22)$$

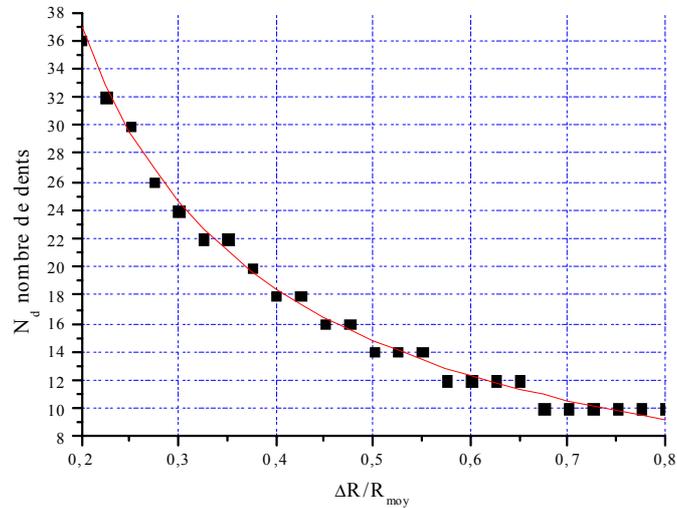


Figure 3.26 - Variation du nombre de dents optimale

Largeur des dents :

Avec le nombre de dents N_d et le rayon moyen R_{moy} , on peut obtenir simplement le pas τ :

$$\tau = \frac{2\pi R_{\text{moy}}}{N_d} \quad (3.23)$$

Or d'après le paragraphe 3.2.3, on peut en déduire rapidement la largeur des dents L_d :

$$L_d = 0,44 \cdot \tau \quad (3.24)$$

$R_{\text{min rotor}}$:

Pour pallier ce problème de la magnétisation du rotor et de l'arbre, il faut s'assurer que le creux des dents est bien en dessous de R_{min} labyrinthe (cf. § 1.4.4) :

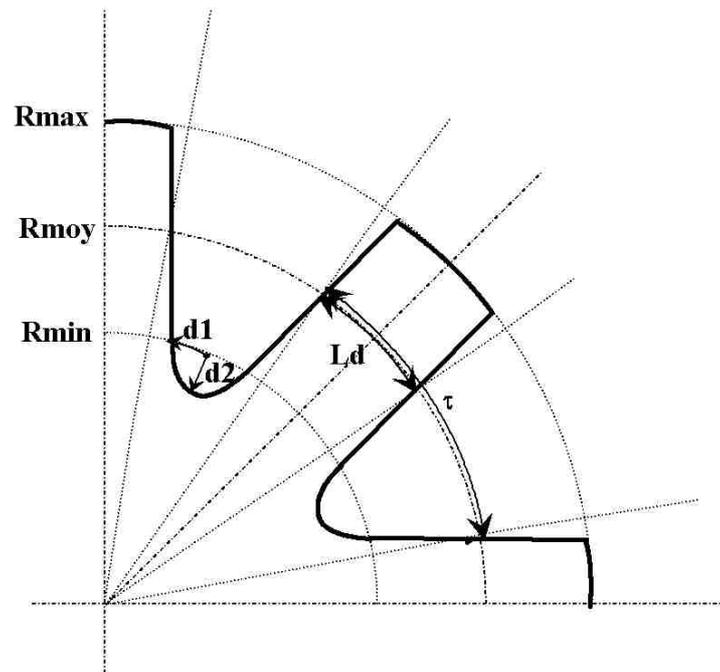


Figure 3.27 - Dimensions caractéristiques des dents (cas où $R_{max} = R_{max\text{lab}} = R_{max\text{rotor}}$)

$$R_{\min\text{rotor}} = R_{\min\text{lab}} - d_2 \quad (3.25)$$

Afin que le moins possible de lignes de flux ne voie un disque plein et ne passe par l'arbre de transmission, nous cherchons à avoir :

$$d_2 > \max(1/2 E_p, d_1) \quad (3.26)$$

Entrefer :

Nous nous basons sur les règles empiriques de pré-dimensionnement du paragraphe 3.3.3.

$$E_g = 0,3 + 0,00245 \cdot P(\text{kW}) \quad (3.27)$$

Demi-épaisseur du rotor :

Le choix de l'épaisseur du rotor est un compromis à faire entre les phénomènes électromagnétiques et l'inertie qui doit être minimale. Nous avons pu constater au paragraphe 3.2.2 que $e_p = 11,5$ est une bonne condition qui permet de ne pas détériorer les performances électromagnétiques du frein.

Nombre de spires et surface bobinable :

On désire garder le même courant d'alimentation pour tous les freins. On aura aussi le même fil : c'est-à-dire du **fil de 2,12mm** de diamètre. On pourra ainsi passer un courant nominal de 10 A et monter exceptionnellement jusqu'à 15 A. Par expérience, nous connaissons la surface bobinable en fonction du nombre de spires : soit $S_{\text{bob}}/N_{\text{sp}} = 7\text{mm}^2$ par spire.

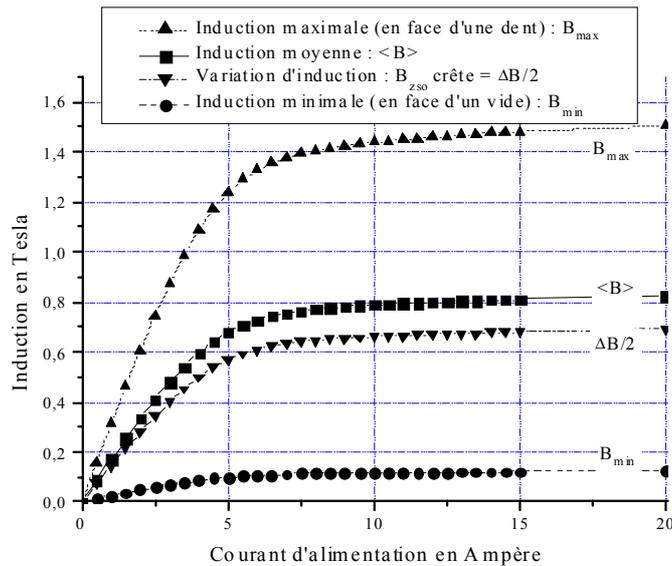


Figure 3.28 - Variations de l'induction en statique sur la surface d'un labyrinthe (FE-300)

Les résultats ci-dessus sont obtenus à partir du programme d'aide au dimensionnement qui tient compte du schéma réductant du circuit de retour et de la répartition de l'induction dans la zone active par éléments finis. Nous savons aussi que la puissance de freinage dépend directement du carré de \hat{B}_{zs0} . Dans le cas du FE-300 nous atteignons la saturation vers 6A, la variation de \hat{B}_{zs0} étant minimale après 8A.

Dans le cas du FE-300 nous avons une excitation magnétique $\frac{N_{sp} I_{max}}{2E_g} \approx 2880 A/mm$ et dans le cas

du FE-260 $\frac{N_{sp} I_{max}}{2E_g} \approx 3260 A/mm$ ($I_{max}=10A$). A la vue des résultats sur les inductions dans les deux freins, nous choisirons le nombre de spires en suivant la loi empirique :

$$N_{sp} \approx 3000(A/mm) \frac{2E_g(\text{en mm})}{I_{max}(10A)} \tag{3.28}$$

Section du circuit de retour du flux :

Afin d'assurer la bonne circulation du flux, il faut une section de culasse suffisante pour qu'il n'y ait pas de saturation dans le circuit de retour. Dans le cas du FE-300, on peut constater figure 3.28 une saturation de l'induction minimale due à une saturation dans un passage du circuit de retour. Les sections limitantes sont : la somme des sections pleines au niveau du labyrinthe, l'épaisseur des flasques avant et arrière au niveau du rayon maximal du labyrinthe, et l'épaisseur de la culasse extérieure.

On essaie ainsi d'avoir $\frac{L_d}{\tau} \cdot \pi(R_{max}^2 - R_{min}^2) < S_{cul} < \pi(R_{max}^2 - R_{min}^2)$ (3.29)

$\frac{L_d}{\tau} \cdot \pi(R_{max}^2 - R_{min}^2) =$ Section minimale au passage des dents du rotor

$\pi(R_{max}^2 - R_{min}^2) =$ Section maximale au niveau de la surface du labyrinthe.

Pour le choix de l'épaisseur des flasques et de la culasse extérieure, nous choisissons comme valeur de section limitante, la valeur moyenne entre ces deux valeurs extrêmes.

Pour récapituler la démarche de dimensionnement d'un frein à courants de Foucault, en partant de la puissance maximale dimensionnante, nous présentons ci-dessous les dépendances entre chacun des paramètres du frein.

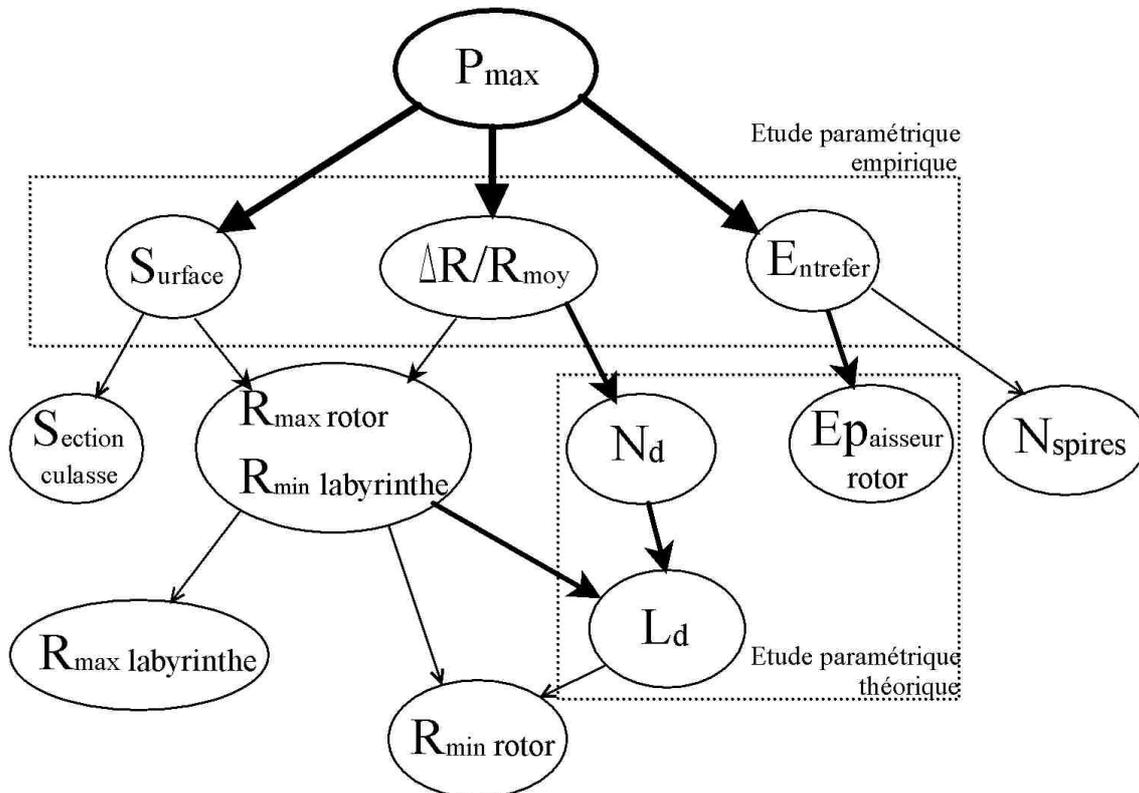


Figure 3.29 - Récapitulatif de la démarche de dimensionnement des principales caractéristiques d'un frein

Pour un tel dimensionnement, nous avons donc utilisé les résultats des études paramétriques théorique et empirique. La démarche mise en place a pu être appliquée au cas d'un frein 220kW.

3.4.3 Application au dimensionnement d'un frein de 220kW

Dans le futur, notre but est de pouvoir déterminer rapidement et efficacement toutes les grandeurs caractéristiques d'un frein en fonction de la puissance maximale désirée. Nous avons déterminé les dimensions d'un frein de 220kW sur ce modèle de pré-dimensionnement.

Les résultats ainsi obtenus sont donnés au tableau 3.4 et sur la figure 3.30.

	DE - 220	
P_{max}	220	kW
C_{max} en N.m	760	N.m
N_{min} (où on a C_{max})	2750	tr/min
N_{max}	8000	tr/min
Nombre de Dents	12	
Rayon Max Rotor	192	mm
Rayon Max Labyrinthe	192	mm
Rayon Min Lab	102	mm
Largeur Dent	34	mm
Entrefer	0,8	mm
½ Epaisseur rotor	9,3	mm
Nombre de Spires	490	
Largeur Bobinable	106	mm
Largeur Extérieure Totale	174	mm
Rayon Extérieur	297	mm
Epaisseur Culasse Extérieur	27	mm
Nombre de Gorges	5	
Profondeur des Gorges	16	mm
Matériau labyrinthe	42 CD 4	
Matériau rotor	25 CD 4	
Matériau circuit de retour	E 24	
Inertie	0,17	kg.m ²

Tableau 3.4 - Caractéristiques du frein 220kW

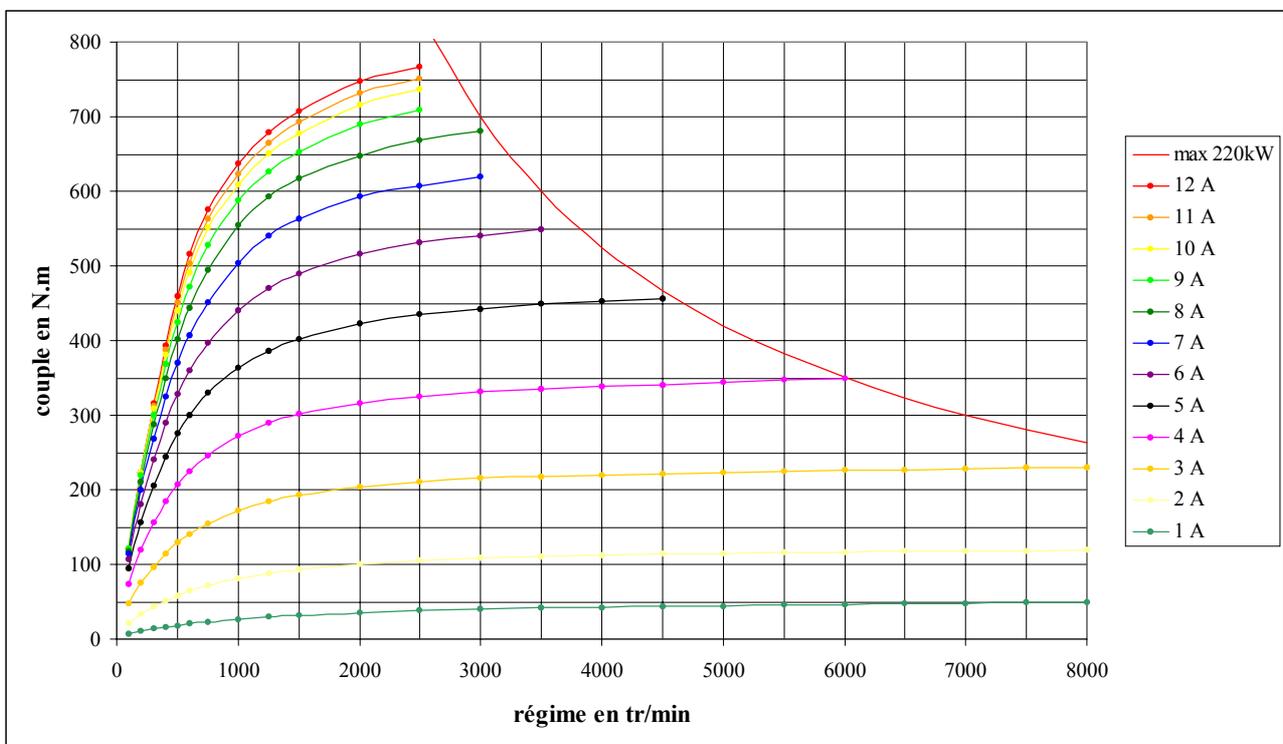


Figure 3.30 - Courbes couple - vitesse mesurées à iso-courant du DE-220

Pour le frein 220kW, nous avons choisi un compromis entre les caractéristiques usuelles d'un frein de cette puissance, et les améliorations apportées par l'expérience et le modèle électromagnétique.

Nous avons gardé du FE-300, les grandeurs liées uniquement à la puissance maximale du frein (voir paragraphe 3.3). C'est-à-dire la surface des labyrinthes ($R_{\min}=102\text{mm}$, $R_{\max}=192\text{mm}$) et l'entrefer.

L'expérience nous a permis de choisir un circuit de refroidissement en forme de spirale, et d'ajouter une aération de la zone active (rotor et entrefer)...

Sinon le modèle est intervenu dans le choix des matériaux, du nombre de dents, de la largeur des dents et de l'épaisseur du rotor.

Grâce à l'expérience acquise par BSF et aux théories développées, nous sommes à l'heure actuelle capable de dimensionner un frein pour les gammes de puissances demandées, c'est-à-dire entre 10 et 800 kW.

Les solutions à plusieurs rotors permettront de travailler à des vitesses plus importantes (vitesse périphérique plus faible) et des inerties plus faibles à même puissance. Par contre les soucis mécaniques (vibrations, variations d'entrefer) seront aussi multipliés. En doublant un mono-rotor, on peut considérer que l'on multiplie par deux les puissances. Mais la limite de couple risque de ne pas être multipliée par le nombre de rotors pour des raisons mécaniques. En effet, les entrefers devront être augmentés (dilatations, précision de montage, ...), et les limites électromagnétiques à bas régime seront ainsi légèrement détériorées (par rapport au multiple de la puissance du mono-rotor).

CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, nous avons réalisé une étude paramétrique afin d'établir des règles de dimensionnement des freins à courants de Foucault homopolaires, dans le but de leur utilisation sur les bancs d'essais moteur.

Un certain nombre de travaux ont été réalisés au sein du groupe D2T afin d'améliorer thermiquement et mécaniquement les freins. Le travail de ce chapitre se tourne principalement sur les performances électromagnétiques du frein et donc sur l'amélioration du couple de freinage (à puissance maximale égale).

Deux modifications principales sont à noter : le matériau et le nombre de dents.

La première modification a été faite après une étude et modélisation magnéto-thermique de quelques matériaux susceptibles d'être utilisés. Le choix pour le matériau 40 CD 4 nous a permis un gain significatif du couple de freinage. La seconde modification a été le nombre de dents. Mais le passage de 20 à 12 dents ne semble pas avoir été aussi avantageux que les modèles le laissent supposer.

Nous avons pu optimiser également d'autres grandeurs géométriques comme l'épaisseur du rotor et la largeur des dents.

Pour le pré-dimensionnement des freins, nous avons utilisé les connaissances acquises au cours de ces trois années, en y ajoutant des règles empiriques de dimensionnement (basées sur les caractéristiques des freins existants). Lorsque nous n'avions pas de moyens simples de déterminer une grandeur comme la surface utile du labyrinthe, la hauteur relative des dents ou l'entrefer, nous nous sommes basés sur des lois empiriques à partir de la puissance maximale des freins existants.

Tous ces choix nous ont permis de dimensionner un frein de 220kW dont les performances en couple et en puissance sont meilleures que le frein actuel. Mais il doit encore faire ses preuves en matière d'endurance.

Cette étude est aussi le point de départ de l'étude d'un moteur-frein à réluctance variable et à courants de Foucault.

Chapitre 4**ETUDE TOPOLOGIQUE DES MOTEURS - FREINS**

INTRODUCTION	130
4.1 PRESENTATION DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE	131
4.1.1 Principe de fonctionnement.....	131
4.1.2 Alimentation.....	132
4.1.3 Couple électromagnétique.....	134
4.2 DIFFERENTES STRUCTURES DE MOTEURS - FREINS	138
4.2.1 Frein et moteur séparés	138
4.2.2 Moteur - frein à insertion partielle du moteur	139
4.2.2.1 Moteur à la périphérie du rotor.....	139
4.2.2.2 Moteur proche de l'axe du rotor	139
4.2.3 Moteur - frein à insertion totale du moteur.....	140
4.2.3.1 Moteur utilisant le bobinage du frein.....	140
4.2.3.2 Moteur à la surface du stator	141
4.3 ETUDE DES CARACTERISTIQUES DES MOTEURS - FREINS EN 220 KW	142
4.3.1 Machine à réluctance variable.....	143
4.3.2 Frein à courants de Foucault	147
4.3.3 Moteur - frein intégré	148
4.3.4 Moteur et frein séparés.....	152
CONCLUSION.....	154

INTRODUCTION

L'un des objectifs du présent travail est de concevoir un moteur-frein. Comme nous l'avons vu au premier chapitre, la solution d'un frein à courants de Foucault associé à une machine à réluctance variable intégrée est une solution simple présentant a priori, un certain nombre de qualités : une masse tournante faible, une longueur de rotor faible, un rotor passif (hautes vitesses), un coût faible, une commande simple et une intégration simple du moteur au sein du frein. Dans ce chapitre, nous allons étudier une telle solution et la comparer avec d'autres.

Le fonctionnement du frein à courants de Foucault homopolaire a été détaillé au cours des chapitres précédents. Nous allons donc commencer ce chapitre en rappelant le principe de fonctionnement de la machine à réluctance variable.

Nous allons ensuite explorer les différentes structures intégrant le moteur à réluctance variable dans le frein. Il convient de rappeler que la démarche consiste à intégrer un moteur dans un frein à courants de Foucault, le moteur faisant un tiers de la puissance de freinage. Le choix de la structure se fera sur des critères de simplicité de mise en œuvre, d'innovation technologique et de faible inertie.

Enfin dans une dernière partie, nous estimons les performances de certaines structures, en vue du dimensionnement d'un moteur-frein pour des puissances voisines de 220kW. Cette partie doit nous permettre de comparer les inerties, longueurs de rotor et masses de rotor des machines de charge utilisables pour un banc dynamique avec un frein à courants de Foucault homopolaire et/ou une machine à réluctance variable.

4.1 PRESENTATION DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE

4.1.1 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement d'une machine à réluctance variable peut être décrit à partir de l'étude d'une structure monophasée élémentaire [Gabs] :

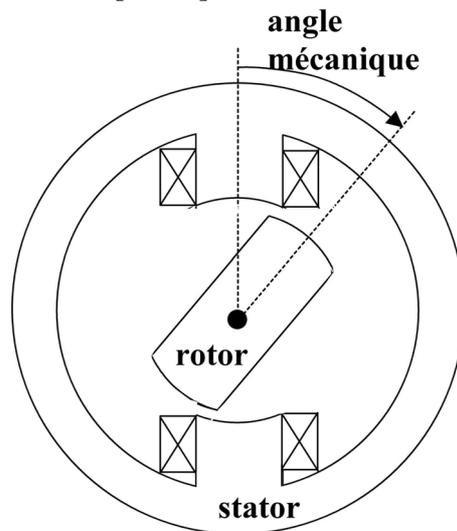


Figure 4.1 - Machine à réluctance monophasée : structure élémentaire

Une telle structure possède deux positions remarquables :

Une position dans laquelle le circuit magnétique présente une réluctance maximale, ou une inductance minimale, appelée position d'opposition.

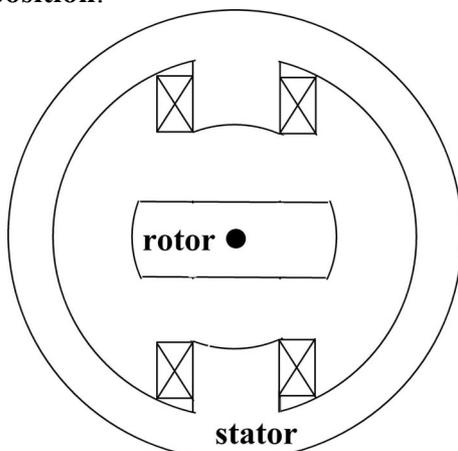


Figure 4.2 - Position d'opposition

Une position dans laquelle le circuit magnétique présente une réluctance minimale, ou une inductance maximale, appelée position de conjonction.

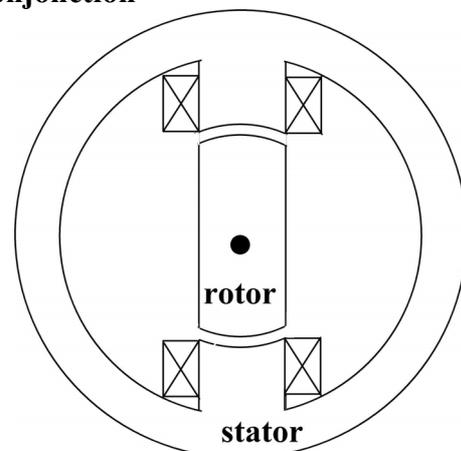


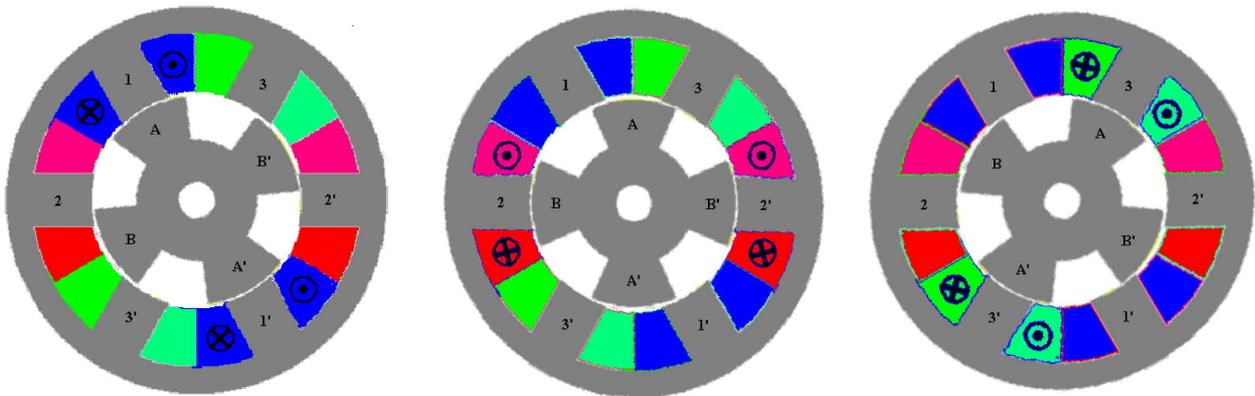
Figure 4.3 - Position de conjonction

Si le système se trouve dans une position intermédiaire entre l'opposition et la conjonction, et que l'on impose un courant i dans l'enroulement, le système évolue de façon à présenter une réluctance minimale (ou un flux maximal), entraînant le rotor vers une position de conjonction stable.

Si une fois le courant coupé, l'énergie cinétique emmagasinée durant cette phase est suffisante pour assurer la rotation du rotor jusqu'à une position d'opposition, il est possible de répéter le cycle afin d'obtenir un mouvement de rotation continu. En alimentant le bobinage relativement à la position on obtient alors un fonctionnement autopiloté synchrone. Nous détaillerons au chapitre 4 le principe d'alimentation de ce type de machine.

On peut bien sûr multiplier le nombre de dents au rotor et au stator afin d'avoir une structure polyphasée fonctionnant sur le même principe. Ce principe de fonctionnement est donc généralisable aux machines triphasées de type 6/4, 6/8, 12/8, etc... (6/4 : 6 dents au stator et 4 au rotor).

Exemple sur une 6/4 lors des trois positions de conjonction sur une seule période électrique :



Figures 4.4 a,b,c - Positions de conjonction pour chacune des phases dans le cas d'une 6/4

Dans le cas de la figure 4.4, une période électrique correspond à un quart de période mécanique (soit un quart de tour car il y a quatre dents au rotor). La succession des événements se passe ainsi : Courant dans la phase **1** → position de conjonction **4.4 a** → courant dans la phase **2** → position de conjonction **4.4 b** → courant dans la phase **3** → position de conjonction **4.4 c**, et ainsi de suite ...

Il est donc très important de connaître à tout instant la position du rotor afin d'avoir au bon moment le bon courant dans la bonne phase (autopilotage synchrone). Et il est tout aussi important de bien gérer dans le temps la succession des courants dans les phases afin d'avoir le moins d'à-coups de couple possibles.

4.1.2 Alimentation

Son rôle est d'alimenter en courant successivement chacune des phases.

Il faut pouvoir contrôler la valeur du courant (I_c consigne de courant), l'instant où l'on injecte le courant (exprimé en angle électrique Ψ), et la durée de conduction (exprimée, elle aussi en angle électrique θ_p).

La régulation du courant se fait à partir d'une mesure permanente du courant dans chaque phase.

Les angles Ψ et θ_p sont contrôlés à partir d'une mesure de la position du rotor.

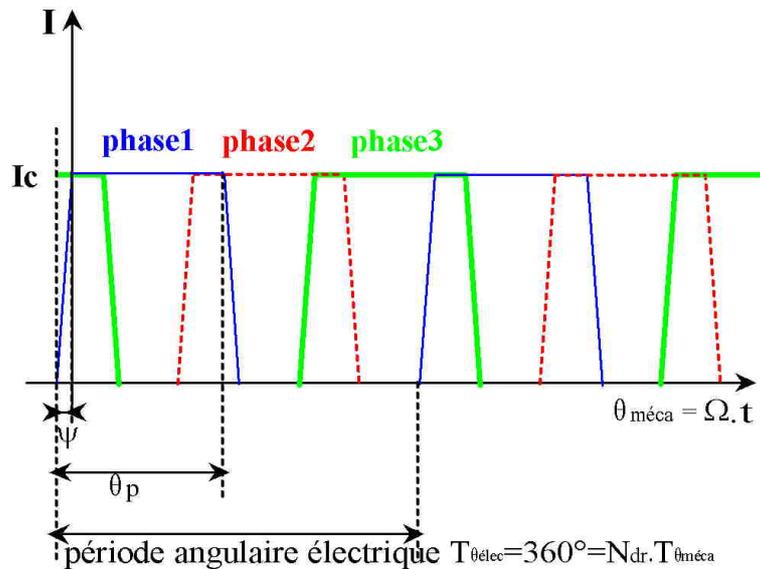


Figure 4.5 - Forme idéale du courant dans chacune des phases

- L'angle d'ouverture (de conduction ou de magnétisation) θ_p prend, en général, des valeurs entre 0 et $180^\circ_{\text{élec}}$. On peut opter pour une valeur fixe de θ_p (le plus souvent $\theta_p = 180^\circ$) et gérer la valeur du couple par la consigne de courant I_c .
- L'angle d'amorçage (ou avance) Ψ dépend du temps de montée du courant (exprimé dans les faits en angle électrique) pour atteindre sa valeur de consigne. Cet angle dépend donc de la vitesse de rotation et du courant de consigne.
- Le courant est régulé à sa valeur de consigne par un système de commande lié à l'électronique de puissance. Si l'on désire travailler en pleine onde de tension sans régulation de courant, il est possible de gérer la valeur du couple grâce à l'angle d'ouverture θ_p .

Remarques :

- Le rotor est attiré dans les deux sens quel que soit le sens du courant. Par conséquent les onduleurs peuvent être unidirectionnels en courant.
- Le sens de rotation de la machine dépend de l'ordre d'alimentation des phases.
 - 1, 2, puis 3 : sens des aiguilles d'une montre
 - 1, 3, puis 2 : sens trigonométrique

Le convertisseur est composé d'un ensemble d'onduleurs en demi-pont asymétrique associés à chaque phase. Cette structure est la plus souvent utilisée. Les onduleurs sont liés au même bus d'alimentation continue (E_V) et au même système de commande.

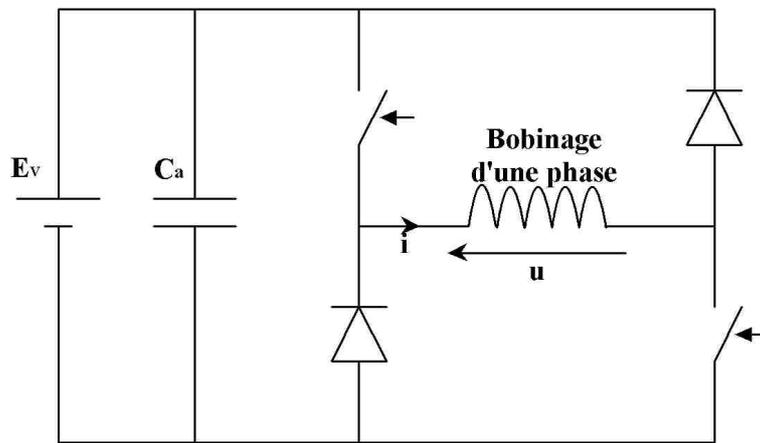
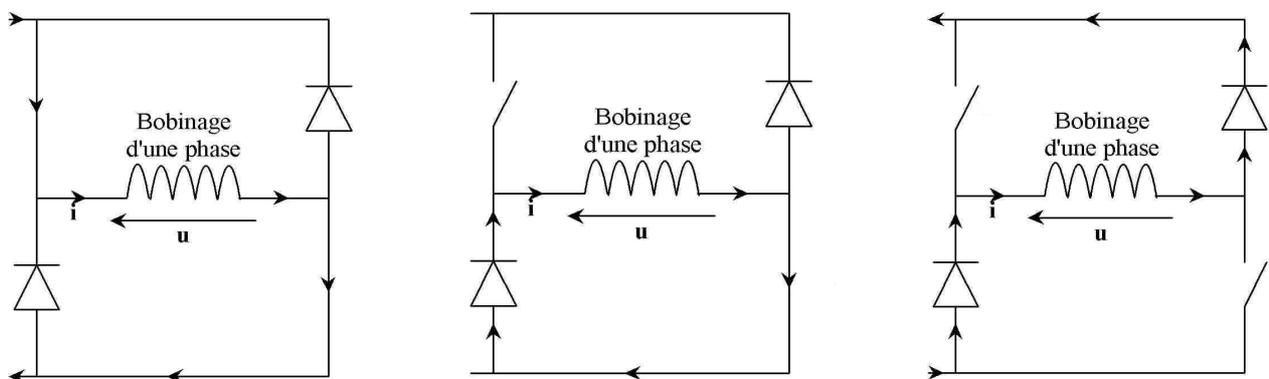


Figure 4.6 - Onduleur monophasé demi-pont asymétrique

Cet onduleur nous permet d'avoir trois niveaux de tension aux bornes du bobinage d'une phase.



- Si on ferme les deux transistors, on applique une tension $+E_V$ aux bornes du bobinage. Le courant augmente et on magnétise ainsi le circuit magnétique de la phase.

- Si ensuite on ouvre l'un des deux transistors, on n'applique plus de tension aux bornes du bobinage. Le courant diminue sans discontinuité, en "roue libre", sur la maille du transistor resté fermé.

- Et si on ouvre les deux transistors, on applique une tension $-E_V$ aux bornes du bobinage. Le courant diminue plus vite, jusqu'à son annulation ainsi que celle de la tension u .

Figures 4.7 a,b,c - Différentes circulations du courant dans le demi-pont asymétrique

Cet onduleur nous permet ainsi de proposer plusieurs systèmes de régulation du courant, comme, par exemple, entre autres :

- par hystérésis (système à fréquence variable)
- par MLI (système à fréquence fixe)

Ces deux systèmes peuvent utiliser deux niveaux de tension ($-E_V$ et $+E_V$) ou trois niveaux de tension ($-E_V$, 0, et $+E_V$).

4.1.3 Couple électromagnétique

Vue d'une phase, la période électrique correspond à la période de passage entre deux dents du rotor. Elle correspond aussi à la période de variation de la réluctance, de la perméance, ou encore de l'inductance.

On obtient un couple positif permettant d'obtenir un fonctionnement moteur de la machine à réluctance variable en alimentant la phase, lorsque la dent du rotor s'approche de la dent du stator, ou plus exactement, quand la perméance (ou encore l'inductance) de la phase croît.

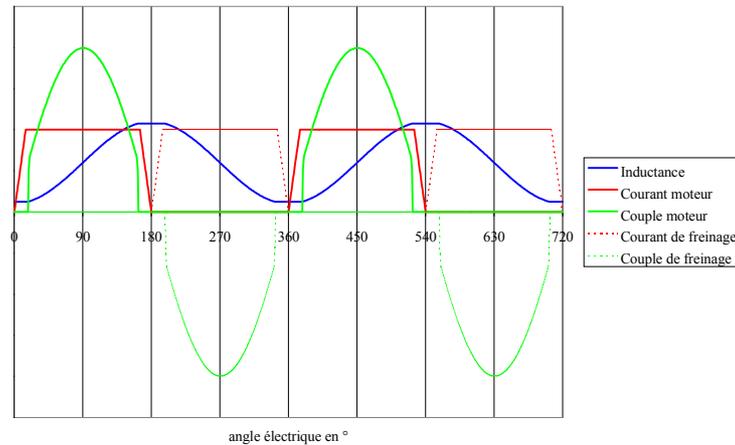


Figure 4.8 - Allure du couple monophasé pour des formes d'inductance et de courant théoriques

A l'inverse, l'alimentation de la phase lors de la décroissance de la perméance engendre un couple négatif et donc un fonctionnement en freinage voire en génératrice de la machine à réluctance variable.

Le principe des travaux virtuels permet d'exprimer le couple instantané de toute machine électromagnétique.

Bilan d'énergie : en négligeant les pertes, une variation de l'énergie électrique entraîne une variation des énergies magnétique et mécanique.

$$dW_e = dW_{m(agn)} + dW_{méca} \tag{4.1}$$

or
$$dW_{méca} = Cd\theta \tag{4.2}$$

et
$$dW_e = uidt = id\phi \tag{4.3}$$

A flux constant, le couple s'obtient simplement :

$$C = - \frac{\partial W_m(\theta, \phi)}{\partial \theta} \tag{4.4}$$

On peut alors introduire la notion de co-énergie magnétique W'_m , illustrée par la figure suivante et définie comme suit :

$$W'_m + W_m = i\phi \tag{4.5}$$

$$dW_m + dW'_m = \phi di + id\phi \tag{4.6}$$

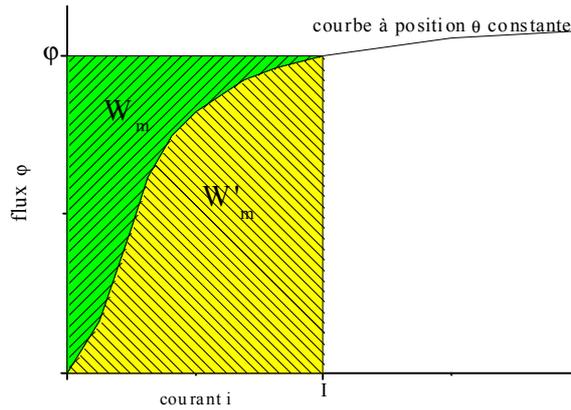


Figure 4.9 - Energie et co-énergie magnétiques pour une position donnée dans le plan du flux en fonction du courant

or $Cd\theta = id\phi - dW_m = dW'_m - \phi di$ (4.7)

Ce qui permet d'obtenir le couple instantané à i constant en fonction de la co-énergie.

$$C = \frac{\partial W'_m(\theta, i)}{\partial \theta}$$
 (4.8)

Ainsi si on connaît le flux dans une phase en fonction du courant et de la position, par exemple dans un cas linéaire :

$$\phi(\theta, i) = L_{ind}(\theta)i$$
 (4.9)

on est capable de calculer le couple monophasé instantané :

$$c = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L_{ind}(\theta)}{\partial \theta}$$
 (4.10)

Pour les machines à q phases et N_{dr} dents au rotor le couple moyen s'écrit :

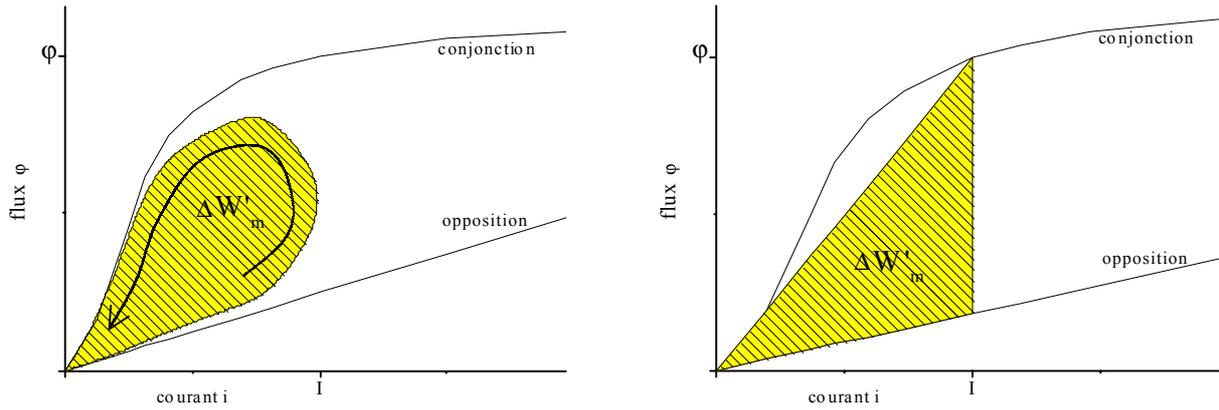
$$\langle C \rangle = q \cdot N_{dr} \frac{\Delta W'_m}{2\pi}$$
 (4.11)

Où $\Delta W'_m$ est la variation de la co-énergie dans une phase sur une période électrique.

Dans le cas linéaire, $\Delta W'_m$ s'exprime simplement :

$$\Delta W'_m = \frac{I^2}{2} (L_c - L_o)$$
 (4.12)

où L_c : inductance de conjonction
 et L_o : inductance d'opposition



Figures 4.10 a,b- Variation de la co-énergie sur une phase et sur une période électrique pour le cas réel (a) et le cas avec une approximation linéaire et à courant constant (b)

Suivant le sens où l'on parcourt le cycle (cf. figure 4.10.a), $\Delta W'_m$ est positif ou négatif. Le fonctionnement de la machine est alors, soit moteur, soit générateur.

4.2 DIFFERENTES STRUCTURES DE MOTEURS - FREINS

Pour la recherche topologique de nouvelles structures moteur-frein adaptées et viables, plusieurs solutions de moteurs-freins sont proposées. Il s'agit de concevoir et intégrer le plus efficacement possible une machine à réluctance variable (M.R.V.) au sein du frein.

4.2.1 Frein et moteur séparés

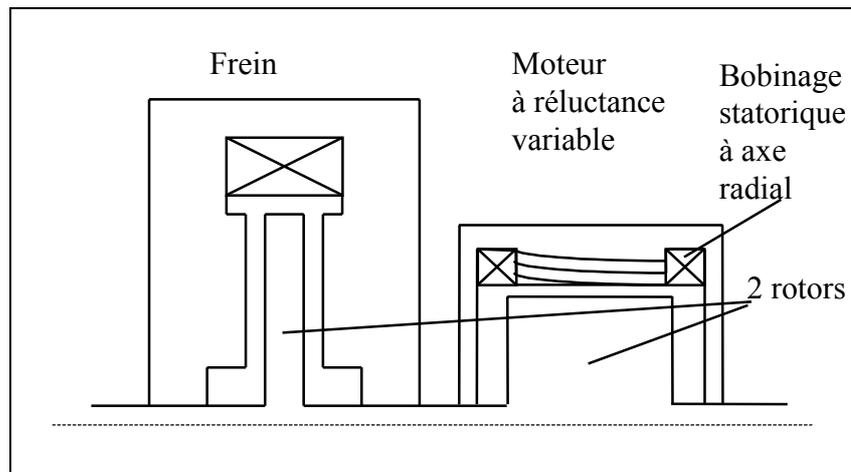


Figure 4.11 - Frein et moteur séparés

Avantages :

- C'est une solution simple à mettre en oeuvre car les deux systèmes sont bien connus; ce principe de deux machines bien séparées est déjà utilisé avec une machine à courant continu comme moteur.
- On peut donc optimiser au mieux chacune des deux machines séparément afin de respecter le cahier des charges.

Inconvénients :

- L'encombrement : la longueur des deux machines en série est aussi grande que celle d'un frein associé à une machine à courant continu dont c'est l'un des principaux défauts.
- Les deux rotors entraînent des problèmes mécaniques, (alignement d'arbre).
- Cette solution ne propose aucune nouveauté technologique.

Dans ce cas précis, le moteur à réluctance variable peut avoir d'autres structures que celle schématisée figure 4.11.

4.2.2 Moteur - frein à insertion partielle du moteur

4.2.2.1 Moteur à la périphérie du rotor

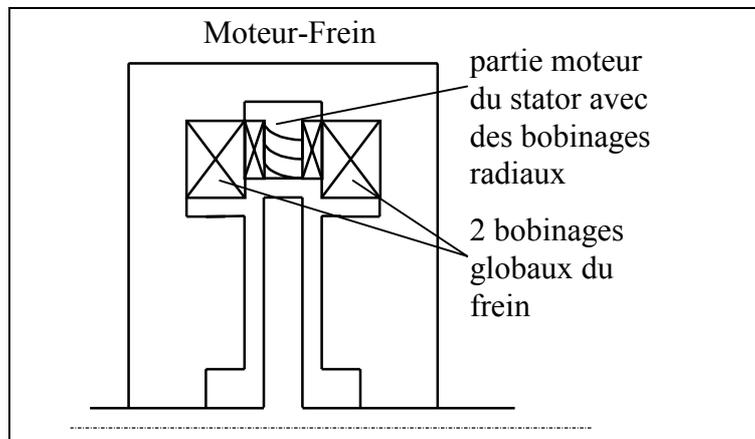


Figure 4.12 - Moteur à la périphérie du rotor

La bobine du frein est séparée en deux, pour placer le stator du moteur à réductance entre elles. De plus on utilise les dents du rotor, aussi bien pour le freinage que pour le moteur. Ce moteur-frein a un diamètre extérieur supérieur à celui d'un frein classique.

Avantages :

- L'encombrement doit être à peine plus important que le frein tout seul.
- Le rotor est unique.
- La matière du rotor est utilisée pour les deux fonctions : frein et moteur, on peut donc espérer diminuer les masses tournantes par rapport aux autres solutions.

Inconvénients :

- Le rotor a une forme discoïdale. La machine à réductance variable fonctionne donc, sur des rayons importants à haute vitesse. Il va donc y avoir des grandes vitesses à la périphérie du rotor pour le mode moteur.
- Il peut y avoir un couplage parasite entre le frein et le moteur.

4.2.2.2 Moteur proche de l'axe du rotor

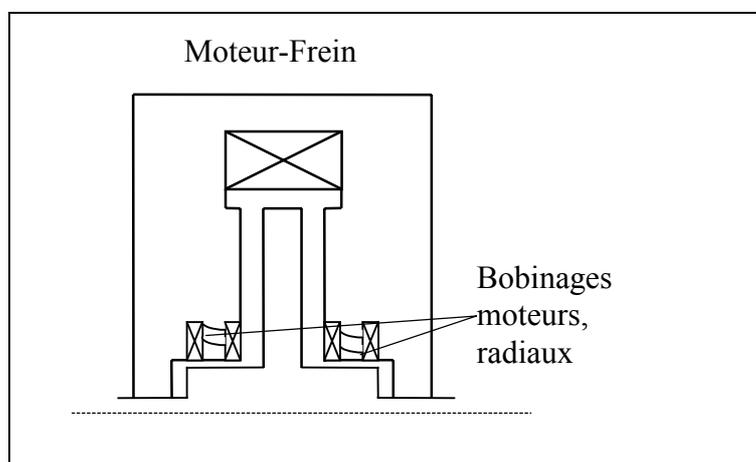


Figure 4.13 - Moteur proche de l'axe du rotor

Le stator moteur est placé en bas du labyrinthe. Les bobinages moteurs peuvent être radiaux (comme représenté figure 4.13) ou bien longitudinaux. Le moteur-frein est alors plus large et plus haut car, pour garder la puissance de freinage, il faut agrandir le rotor d'un frein classique.

Avantages :

- L'encombrement doit être à peine plus important que le frein tout seul.
- Le rotor est unique.
- Les vitesses vues du moteur sont moins importantes que dans le système précédent.

Inconvénients :

- Le volume du labyrinthe est mal utilisé.
- On n'utilise pas la même partie du rotor pour le moteur et le frein.
- Moteur confiné : on place le stator moteur dans les parties qui chauffent en mode freinage.

4.2.3 Moteur - frein à insertion totale du moteur

4.2.3.1 Moteur utilisant le bobinage du frein

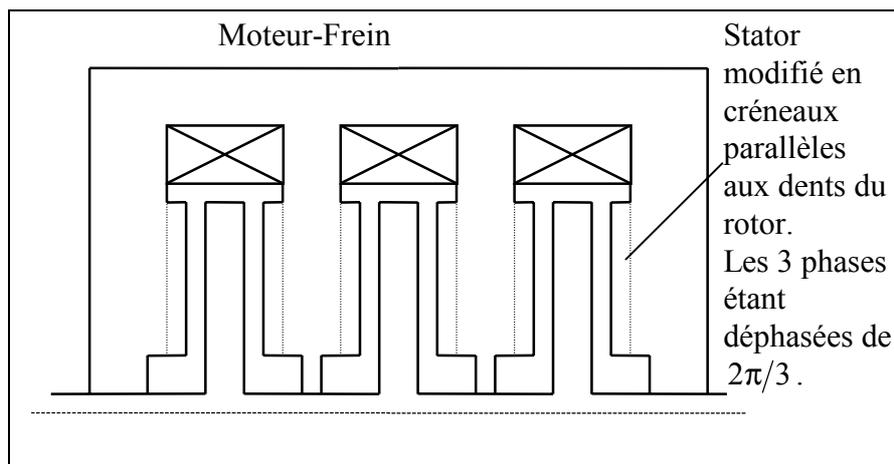


Figure 4.14 - Moteur utilisant le bobinage du frein

Les surfaces du labyrinthe sur le stator ont des dents à l'image des dents du rotor. Entre les 3 rotors, il y a un décalage d'un tiers de pas pour la position de conjonction.

Cette structure est une machine à réductance variable discoïdale à trois phases séparées. Elle peut être réversible. Mais, pour freiner, il suffit d'injecter un courant continu, comme c'est le cas pour toutes les machines à courant alternatif.

Avantages :

- Cette structure est très novatrice.
- On utilise le même bobinage pour le frein et le moteur.
- Cette structure est pratique pour les grosses puissances qui nécessitent trois rotors.

Inconvénients :

- Les labyrinthes ont une structure très complexe, due à la denture du stator en surface des labyrinthes.
- Il faut feuilleter tout le circuit de retour.

- Les trois rotors entraînent des problèmes mécaniques.
- Le stator non-uniforme crée des courants de Foucault dans les rotors, lesquels provoquent un échauffement du rotor dans les mêmes proportions que le labyrinthe, on risque donc de modifier la tenue mécanique du matériau.
- La double saillance provoquent des contraintes mécaniques sur le rotor. Les forces axiales ne sont pas constantes et peuvent engendrer des vibrations axiales importantes et néfastes pour la stabilité mécanique du système.
- L'étude sur les courants de Foucault semble plus compliquée que sur les freins à courants de Foucault classiques.

4.2.3.2 Moteur à la surface du stator

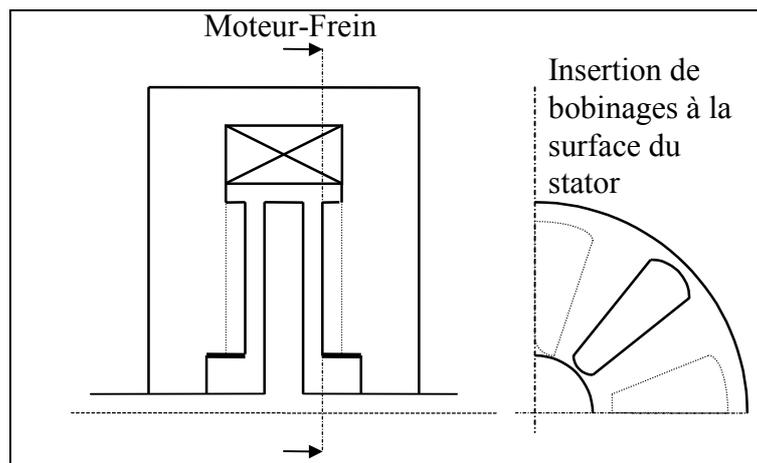


Figure 4.15 - Moteur à la surface du stator

Cette solution ressemble un peu à la solution évoquée au paragraphe 4.2.2.2. avec les bobinages longitudinaux. Mais les bobinages du stator moteur sont, dans ce cas, insérés sur la surface du labyrinthe. On utilise ainsi le même circuit magnétique pour le moteur et le frein. Ces bobinages peuvent d'autre part être refroidis par le système d'eau du frein.

Avantages :

- L'encombrement doit être à peine plus important que le frein tout seul.
- Le rotor est unique.
- La matière du rotor et du circuit de retour du flux est utilisée pour les deux fonctions (frein et moteur), on peut donc espérer diminuer les masses tournantes et la masse totale par rapport aux autres solutions.

Inconvénients :

- Pour la partie motrice, le feuilletage du rotor et du stator paraît difficile.
- L'échauffement des bobines du moteur risque d'être très important ($>200\text{ °C}$), car elles sont placées à la source même des courants de Foucault.
- Le système de refroidissement du stator est, a priori, compliqué à mettre en œuvre (matériau feuilleté et cannelures).

4.3 ETUDE DES CARACTERISTIQUES DES MOTEURS - FREINS EN 220 KW

Lors du premier chapitre, nous avons pu voir que les freins 220kW couvrent bien toute la gamme des moteurs thermiques de voitures. La fonction motrice doit, elle aussi, assurer une valeur de puissance de 75kW pour couvrir la même gamme des moteurs thermiques.

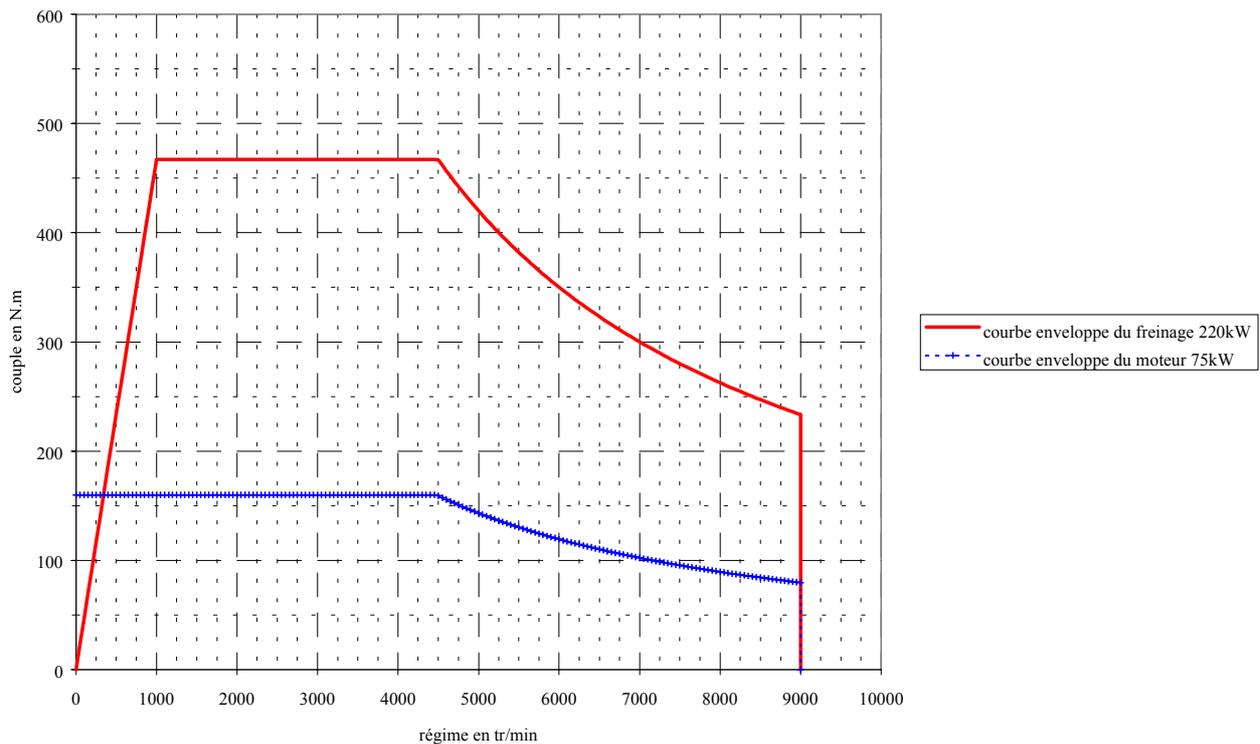


Figure 4.16 - Courbes enveloppes désirées pour la partie frein et moteur

Pour les problèmes de vibrations évoqués au paragraphe 1.4.3, nous souhaitons que le moteur-frein ait une longueur de rotor faible et une masse tournante faible. De plus, il faut que le moteur-frein ait une inertie la plus faible possible, plus faible que les solutions existantes ($0,35\text{kg.m}^2$ pour la configuration "frein + MCC" et $0,55\text{kg.m}^2$ pour la machine asynchrone), le but étant d'avoir les meilleures dynamiques possibles.

Dans ce paragraphe, nous allons prendre en compte des méthodes de dimensionnement simples et rapides afin d'évaluer grossièrement les caractéristiques du rotor de chacune des solutions.

Les solutions étudiées sont :

- une machine à réluctance variable seule (220kW et 75kW) ;
- un frein à courants de Foucault ;
- une solution moteur-frein intégré ;
- une solution machine électrique et frein séparés.

4.3.1 Machine à réluctance variable

En dimensionnant une machine à réluctance variable seule, nous allons en minimiser l'inertie. Nous allons nous baser sur quelques calculs simples à partir des paramètres suivants :

- la densité des efforts électromagnétiques tangentiels σ_T ,
- le rapport L/R de la longueur du rotor sur son rayon,
- et la puissance nominale P_{mrv} d'utilisation de la machine.

De plus, nous nous fixons comme vitesse de base, $N_b = 4500\text{tr/min}$ ($\Omega_b = 471\text{rad/s}$), et comme vitesse maximale, $N_{\max} = 9000\text{tr/min}$ ($\Omega_{\max} = 942\text{rad/s}$). Il faut aussi vérifier que la vitesse périphérique d'un tel rotor ne dépasse pas la valeur de $v_{p\max} = 300\text{ m/s}$. Nous sommes donc limités

par le rayon maximal théorique $R_{p\max} = \frac{v_{p\max}}{\Omega_{\max}}$.

L'expression du couple et de la puissance sont les suivantes :

$$C_{mrv} = \sigma_T \cdot 2\pi R^2 L \quad (4.13)$$

$$P_{mrv} = \sigma_T \cdot 2\pi R^3 \left(\frac{L}{R}\right) \cdot \Omega_b \quad (4.14)$$

Or l'inertie et la masse dépendent de la longueur et du rayon :

$$J_m = k_J \cdot L \cdot R^4 \quad (4.15)$$

$$M = 2 k_J \cdot L \cdot R^2 \quad (4.16)$$

Et k_J dépend :
 - du matériau
 - de la géométrie générale du rotor.

$$R_{mrv} = (2\pi)^{-1/3} P_{mrv}^{1/3} \cdot \sigma_T^{-1/3} \cdot \left(\frac{L}{R}\right)^{-1/3} \cdot \Omega_b^{-1/3} \quad (4.17)$$

$$L_{mrv} = (2\pi)^{-1/3} P_{mrv}^{1/3} \cdot \sigma_T^{-1/3} \cdot \left(\frac{L}{R}\right)^{2/3} \cdot \Omega_b^{-1/3} \quad (4.18)$$

$$M_{mrv} = \frac{k_J \cdot P_{mrv}}{\pi \cdot \sigma_T \cdot \Omega_b} \quad (4.19)$$

$$J_{mrv} = (2\pi)^{-5/3} k_J \cdot P_{mrv}^{5/3} \cdot \sigma_T^{-5/3} \cdot \left(\frac{L}{R}\right)^{-2/3} \cdot \Omega_b^{-5/3} \quad (4.20)$$

- k_J : Si nous gardons les mêmes caractéristiques pour tous les rotors des moteurs-freins, nous pouvons déterminer la valeur de la constante k_J sur la maquette existante de moteur-frein et l'exploiter pour tous les autres rotors. ($k_J = 6330\text{ kg/m}^3$)

- P_{mrv} : La puissance des machines à réluctance variable de notre étude varie entre 75kW et 220kW.

- σ_T : Nous choisirons principalement des valeurs entre 1 et 1,2N/cm² (valeurs proches de celles de notre maquette exposée au chapitre 5).

- $\frac{L}{R}$: D'après l'article [Mult 99], ce paramètre a pour limite maximale $L/R = 5$. Cette limite est due à des problèmes de flexion de l'arbre entre ses paliers.

- Ω_b : La vitesse de base est fixée pour toutes les machines à $\Omega_b = 471\text{rad/s}$.

D'après le chapitre 1, la machine à réluctance variable peut intervenir dans les trois configurations A, B, ou C, en 220kW ou en 75kW (lorsque le frein à courants de Foucault et la machine électrique sont séparés).

Machine à réluctance variable 220kW :

Nous présentons dans les figures suivantes, les caractéristiques mécaniques du rotor de la machine à réluctance variable de 220kW, calculées à partir des expressions précédentes.

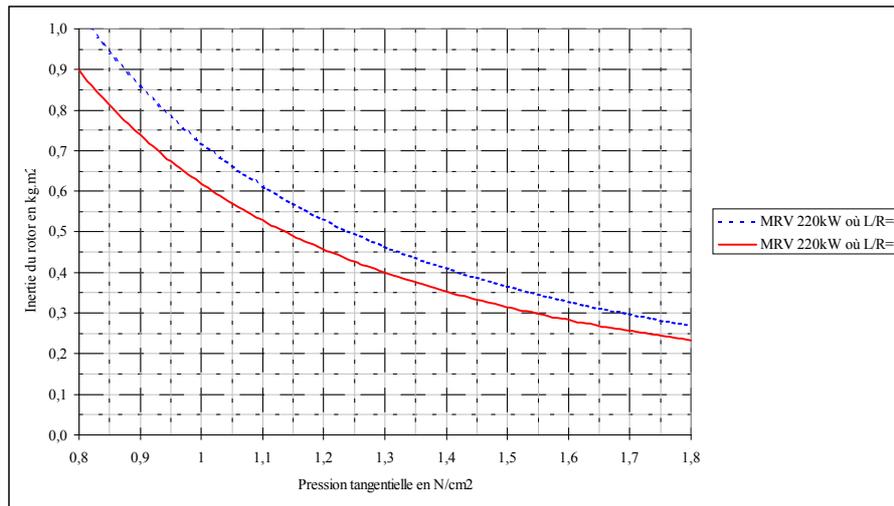


Figure 4.17 - Inertie du rotor de la MRV 220kW en fonction de la pression tangentielle

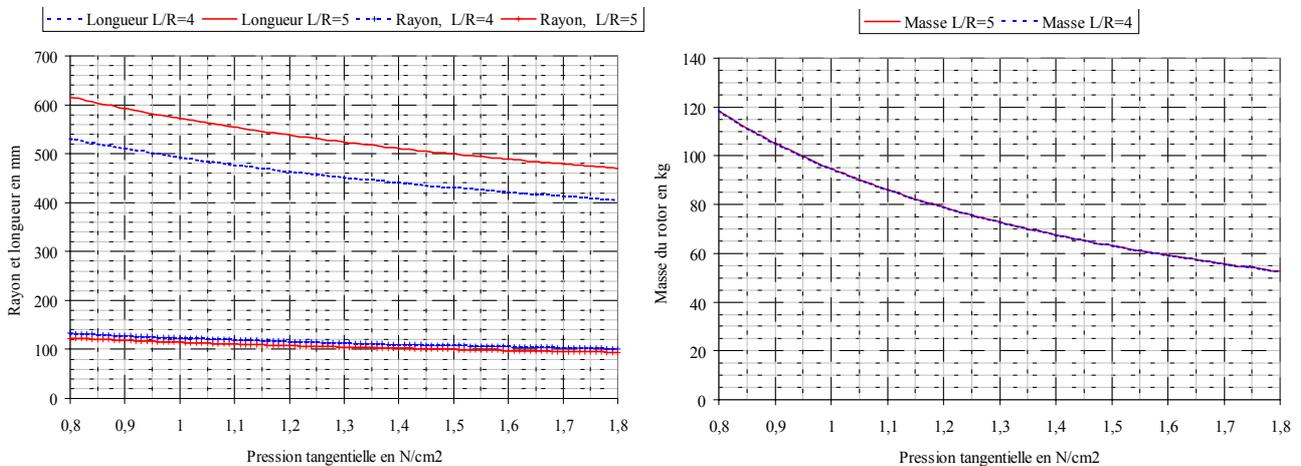


Figure 4.18 - Rayon, longueur et masse du rotor de la MRV 220kW en fonction de la pression tangentielle

Les caractéristiques géométriques générales sont similaires à celles de la machine asynchrone utilisée actuellement.

Une telle machine doit nous permettre d'obtenir les courbes enveloppes suivantes dans le cas idéal.

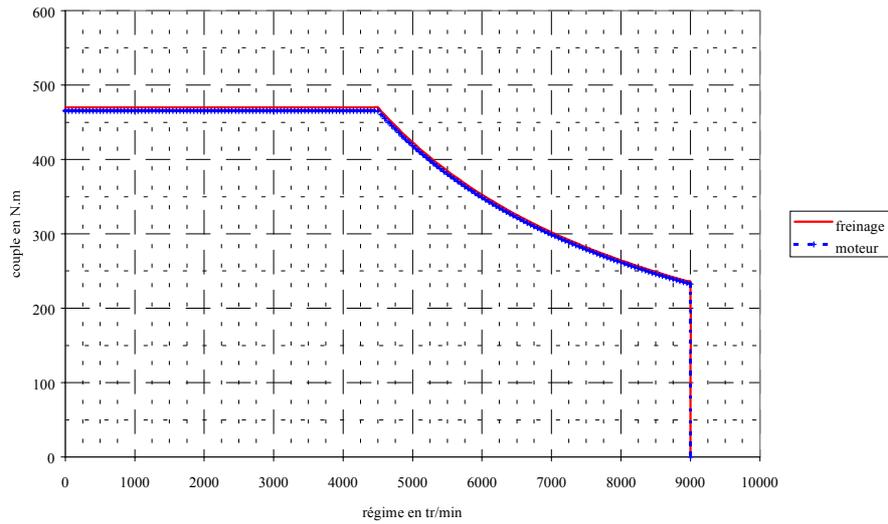


Figure 4.19 - Courbes enveloppes de la solution avec une machine RV 220kW

Nous remarquons qu'une telle machine serait en concurrence directe avec la machine asynchrone utilisée à l'heure actuelle. Il faut améliorer la valeur de la densité d'efforts tangentiels pour obtenir une machine aux performances équivalentes avec une inertie plus faible. Une valeur de 2 à 3 N/cm² est tout à fait envisageable.

Machine à réluctance variable 75kW :

Comme précédemment, pour une machine à réluctance variable de 75kW, nous obtenons les résultats suivants.

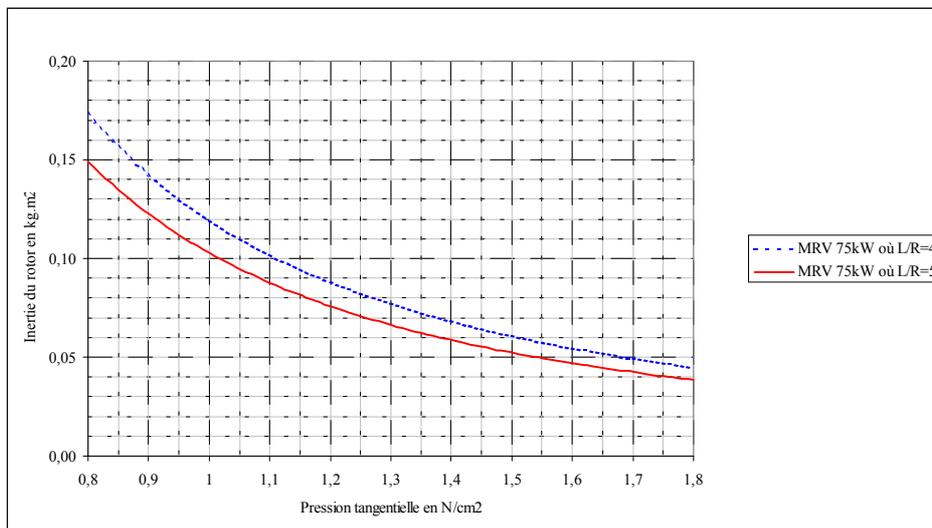


Figure 4.20 - Inertie du rotor de la MRV 75kW en fonction de la pression tangentielle

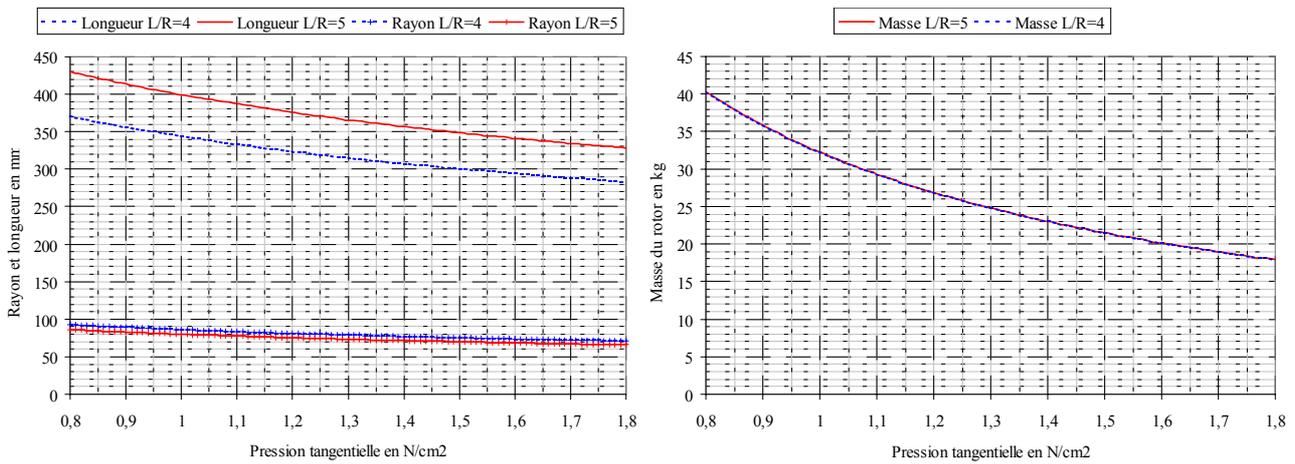


Figure 4.21 - Rayon, longueur et masse du rotor de la MRV 75kW en fonction de la pression tangentielle

Nous remarquons qu'en prenant des valeurs de paramètres raisonnables ($L/R=5$ et $\sigma_T = 1\text{N/cm}^2$) l'inertie d'une machine à réluctance variable peut être bien plus faible que l'inertie du moteur à courant continu utilisé à l'heure actuelle sur un banc dynamique de configuration B ($J_{m_MCC} \approx 0,2 \text{ kg.m}^2$). De plus la longueur du rotor serait plus faible.

Cas général :

Pour deux valeurs de pressions tangentielle et pour un rapport $L/R=5$, nous avons calculé les grandeurs mécaniques du rotor de la machine à réluctance variable en fonction de sa puissance.

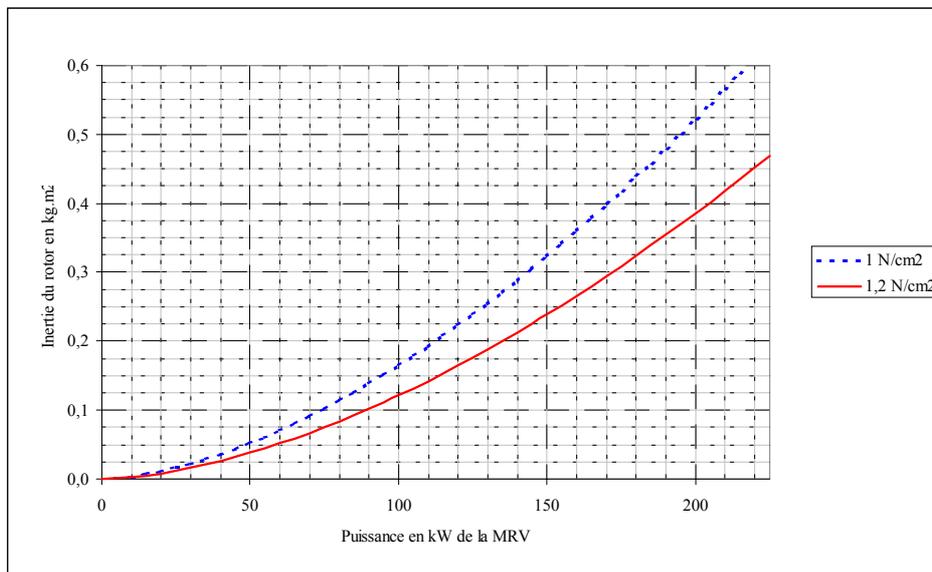
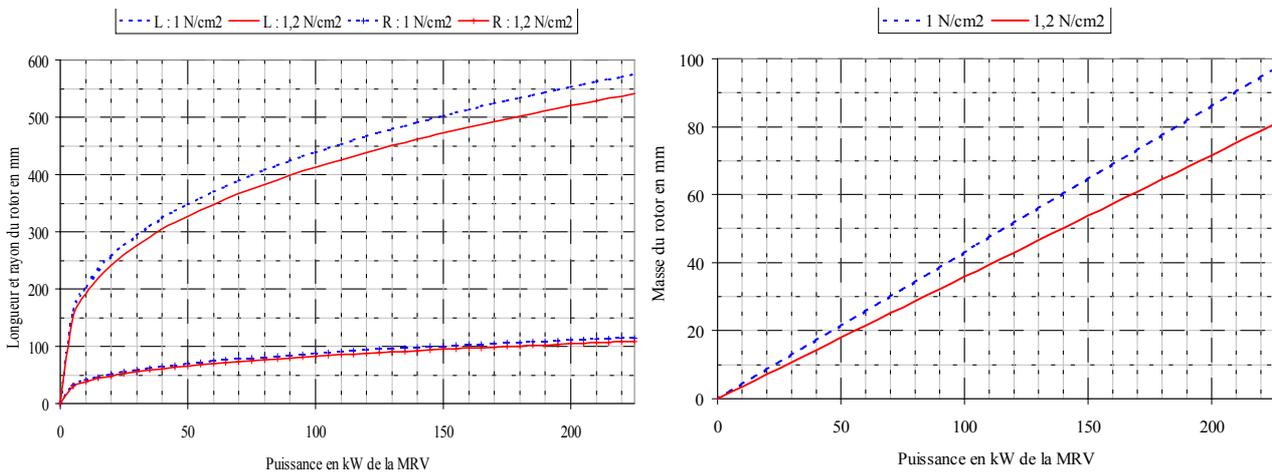


Figure 4.22 - Inertie du rotor de la MRV en fonction de sa puissance nominale avec $L/R=5$



Figures 4.23 a,b - Autres caractéristiques du rotor de la MRV en fonction de sa puissance nominale avec $L/R=5$

4.3.2 Frein à courants de Foucault

Pour estimer l'inertie des freins à courants de Foucault mono-rotors en fonction de leur puissance, on utilise l'expérience que l'on a acquise dans le dimensionnement des freins et notamment les méthodes exprimées au chapitre 3, (cf. § 3.4.2).

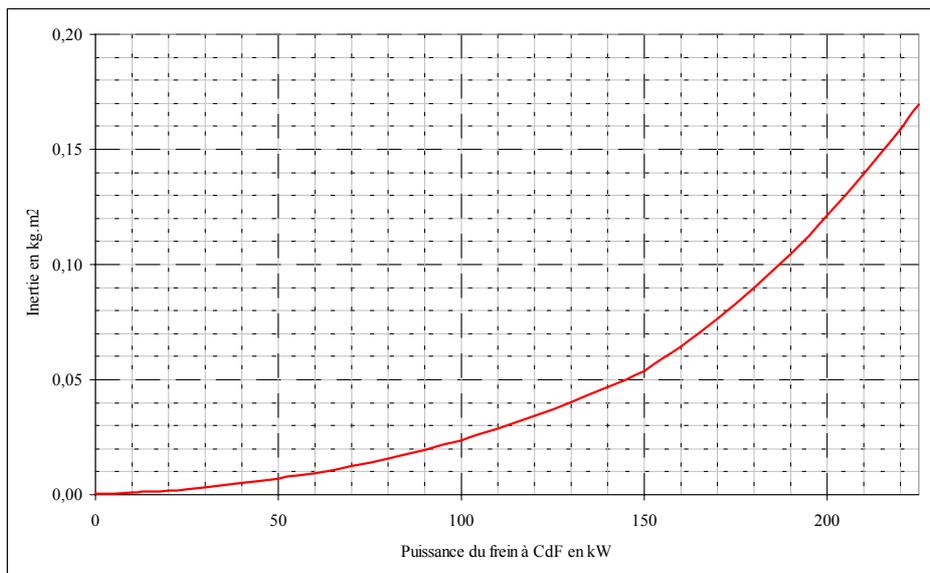
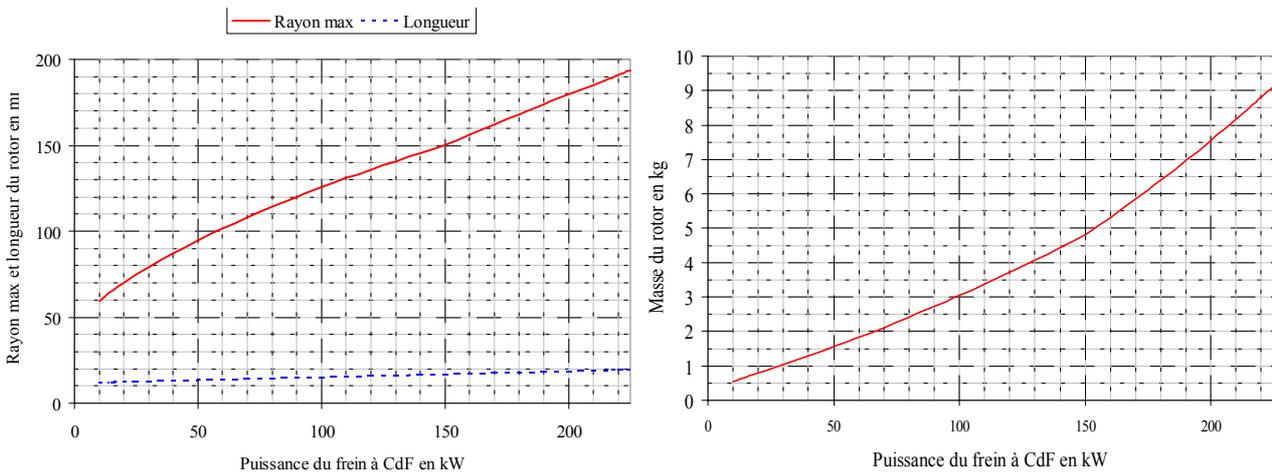


Figure 4.24 - Inertie du rotor du frein à courants de Foucault en fonction de sa puissance



Figures 4.25 a,b - Autres caractéristiques du rotor du frein à courants de Foucault en fonction de sa puissance

Dans la gamme de puissances présentée ci-dessus, l'inertie et la longueur du rotor d'un frein à courants de Foucault homopolaire sont globalement beaucoup plus faibles que celles d'une machine électrique réversible.

4.3.3 Moteur - frein intégré

Nous avons toujours comme expression de l'inertie :

$$J_m = k_J \cdot L \cdot R^4 \tag{4.21}$$

et comme expression de la masse :

$$M = 2 k_J \cdot L \cdot R^2 \tag{4.22}$$

Or dans le cas du moteur-frein à réluctance variable et à courants de Foucault intégré, le rayon R est déterminé par le dimensionnement du frein à courants de Foucault et la longueur du rotor L est déterminée par le dimensionnement de la machine à réluctance variable.

Ainsi le rayon R est déterminé comme au paragraphe précédent à partir des méthodes empiriques exprimées au chapitre 3 et au chapitre 4 pour le cas d'un moteur-frein.

De plus, dans le cas de la machine à réluctance variable cylindrique :

$$P_{mrv} = \sigma_T \cdot 2\pi R^2 L \cdot \Omega_b \tag{4.23}$$

d'où :

$$L = \frac{P_{mrv}}{\sigma_T \cdot 2\pi R^2 \cdot \Omega_b} \tag{4.24}$$

- Or la vitesse de base est toujours fixée à $\Omega_b = 471 \text{ rad/s}$.
- σ_T doit avoir des valeurs similaires à celles choisies au § 5.3.1, c'est-à-dire des valeurs entre 1 et $1,2 \text{ N/cm}^2$.
- P_{mrv} est directement liée à la puissance du frein à courants de Foucault, $P_{mrv} = P_{\text{frein}}/3$.
- L est limitée par le rapport L/R qui ne peut pas techniquement dépasser 5.

D'après le chapitre 1, le moteur-frein à réluctance variable et à courants de Foucault intégré peut intervenir dans les deux configurations B ou C.

Frein 220kW et Moteur à réluctance variable de 75kW :

Nous avons vu au chapitre 3, que le rayon maximal d'un frein à courants de Foucault homopolaire de 220kW se situe autour de 190mm.

Or on souhaite avoir un couple moteur de 160N.m.

Si on se place dans le cas du moteur-frein où l'on a une densité d'efforts tangentiels de $1,2 \text{ N/cm}^2$, on est capable de déterminer la surface nécessaire et ainsi la longueur du rotor.

Ainsi on peut estimer simplement l'inertie et la géométrie générale du rotor.

$$R_{\text{max frein}} = 190 \text{ mm}$$

$$R = R_{\text{max frein}} + 5 \text{ mm} = 195 \text{ mm}$$

$$L = 56 \text{ mm}$$

$$M = 27 \text{ kg}$$

$$J_m = 0,51 \text{ kg.m}^2$$

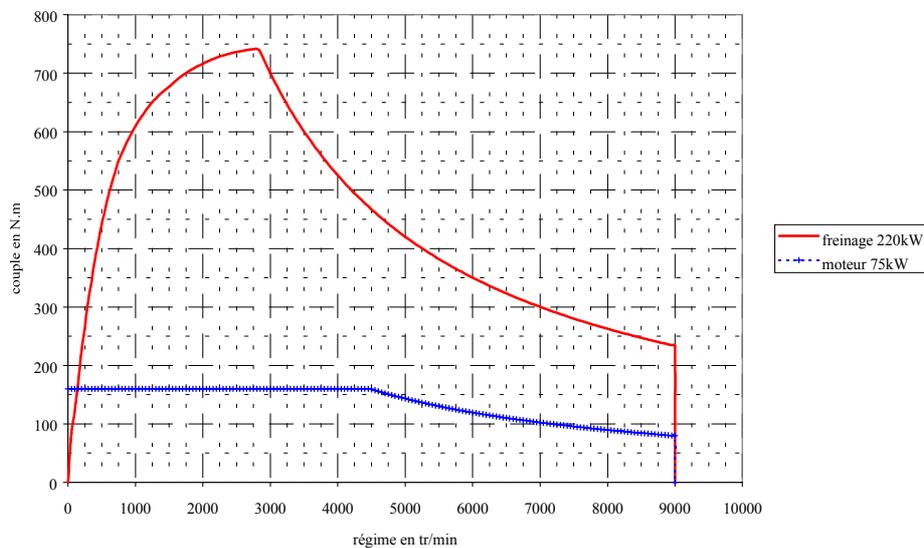


Figure 4.26 - Courbes enveloppes de la solution avec un frein à 220kW et un moteur RV 75kW

Frein 150kW et Machine à réluctance variable de 75kW :

En utilisant les principes de dimensionnement du chapitre 3, nous pouvons dire qu'un frein à courants de Foucault de 150kW doit avoir un rayon maximal de 150mm.

Or nous souhaitons toujours avoir un couple moteur de 160N.m.

Ainsi comme au paragraphe précédent, nous pouvons estimer simplement l'inertie et la géométrie générale du rotor pour $\sigma_T = 1,2 \text{ N/cm}^2$.

$$R_{\text{max frein}} = 150 \text{ mm}$$

$$R = R_{\text{max frein}} + 5 \text{ mm} = 155 \text{ mm}$$

$$L = 88,5 \text{ mm}$$

$$M = 27 \text{ kg}$$

$$J_m = 0,32 \text{ kg.m}^2$$

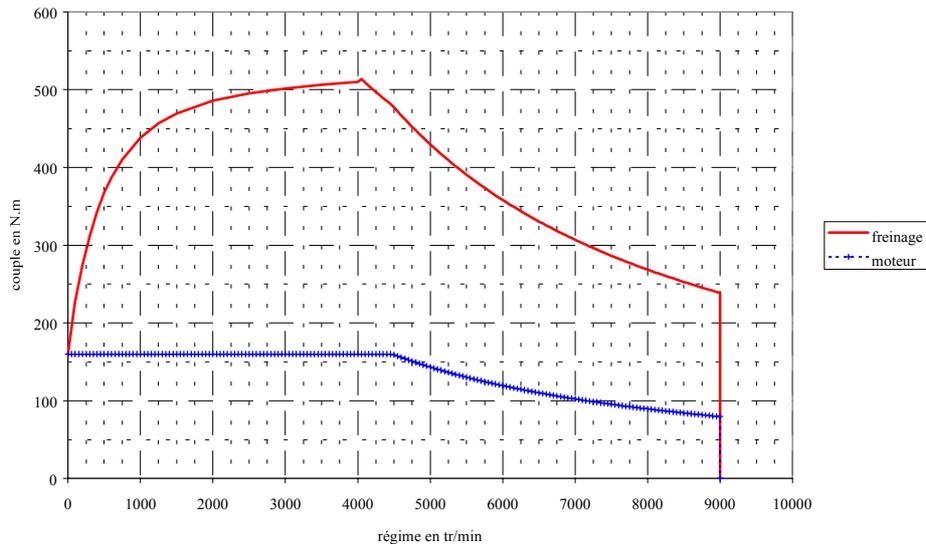


Figure 4.27 - Courbes enveloppes de la solution avec un frein à 150kW et une machine RV 75kW

Cas général :

Nous avons évoqué plusieurs solutions correspondant aux différentes configurations A, B, et C citées au chapitre 1.

Configuration A. 220kW d'une machine électrique motrice et génératrice.

Configuration B. 220kW d'un frein à courants de Foucault + 75kW d'un moteur électrique.

Configuration C. 150kW d'un frein à courants de Foucault + 75kW d'une machine électrique motrice et génératrice.

Nous pouvons aussi tenir compte des solutions intermédiaires entre la configuration A et C où :

$$0 < P_{\text{frein}} < 150\text{kW}$$

$$75 < P_{\text{machine}} < 220\text{kW}$$

$$P_{\text{frein}} + P_{\text{machine}} \approx 220 \text{ ou } 225\text{kW}$$

Ainsi qu'entre C et B, où :

$$150\text{kW} < P_{\text{frein}} < 220\text{kW}$$

$$P_{\text{machine}} = 75\text{kW}$$

Lors des estimations des inerties pour toutes les configurations, nous avons dimensionné le rayon maximal à l'aide de notre expérience sur le dimensionnement des freins à courants de Foucault homopolaires (cf. chapitre 3), et la longueur du rotor est déterminée à partir de la densité d'efforts tangentiels (deux cas sont présentés $1,2\text{N}/\text{cm}^2$ et $1\text{N}/\text{cm}^2$). Afin de limiter l'encombrement des machines, et surtout le rapport de la longueur active sur le rayon est limité à 5. Cette limite se retrouve dans la figure suivante pour des puissances de MRV supérieures à 170kW.

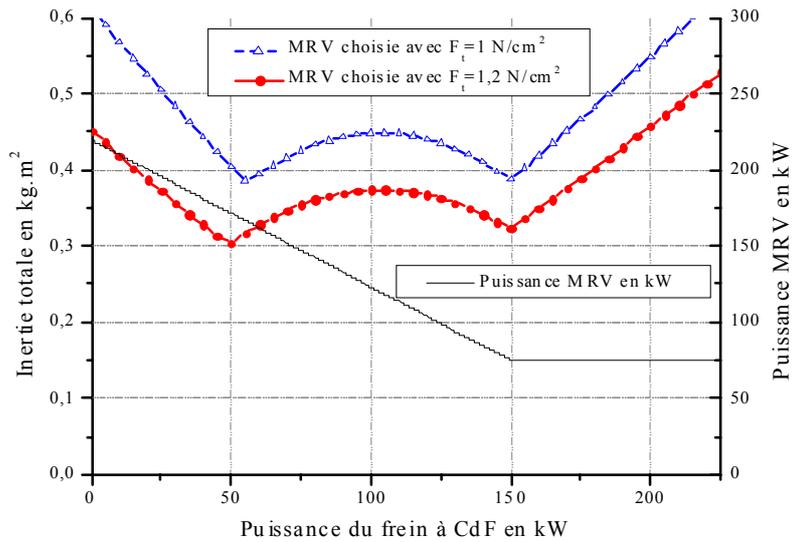
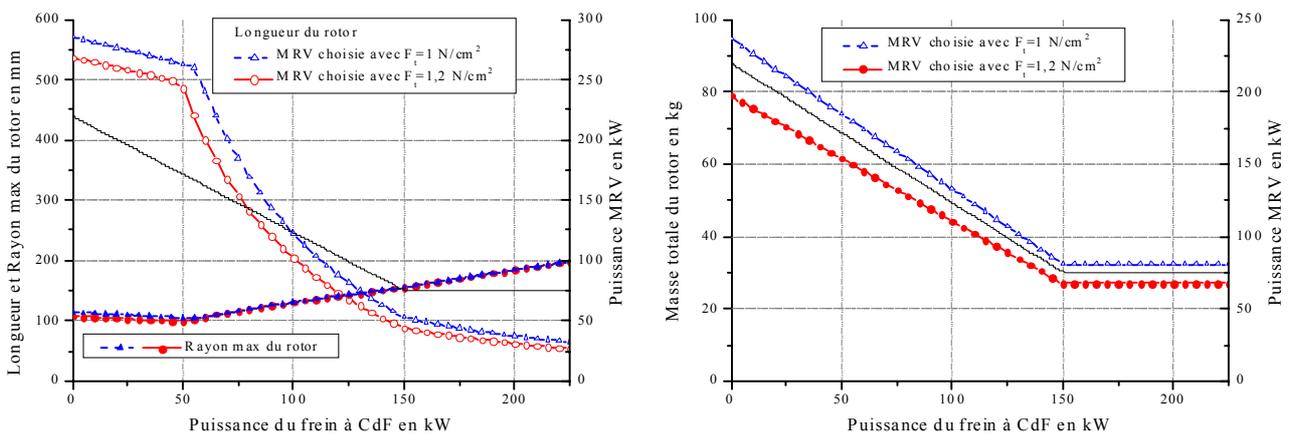


Figure 4.28 - Inertie des machines moteurs - freins intégrés en fonction de leur configuration



Figures 4.29 a,b - Autres caractéristiques des machines moteurs - freins intégrés en fonction de leur configuration

Nous remarquons deux minima d'inertie : la configuration C et une configuration vers 50kW de frein à courants de Foucault et 170kW de machine à réluctance variable. Cette dernière solution propose un minimum lié à la limite de longueur du rotor. On utilise ainsi les deux surfaces extrêmes du rotor cylindrique pour faire la fonction frein. Une telle solution ne semble pas réalisable compte tenu de la longueur du rotor que le flux homopolaire du freinage doit traverser. De plus, elle rajoute des problèmes de conception et d'encombrement dus au circuit de retour du flux homopolaire du freinage qui vient se placer à l'extérieur du stator de la machine à réluctance variable. Une masse non négligeable, accompagnée de complications de construction, nous font dire que l'intérêt d'une telle machine est limité.

L'inertie trop importante de la configuration B, en moteur-frein tout intégré, exclue cette solution.

Le choix doit donc se faire entre les deux configurations A et C. Cependant on peut remarquer un avantage à la configuration C, qui propose une masse et une longueur du rotor bien plus faibles. Ceci nous avantage donc pour augmenter les fréquences propres de flexion de l'arbre entre les

paliers. La longueur très faible du rotor est l'avantage principal de cette solution par rapport à celles existantes.

Nous pouvons aussi comparer cette solution à d'autres où les deux machines sont séparées.

4.3.4 Moteur et frein séparés

Dans ce cas précis nous ne faisons qu'ajouter les valeurs des inerties de chacune des machines. Nous reprenons pour chacune d'elles les résultats des § 4.3.1 et 4.3.2.

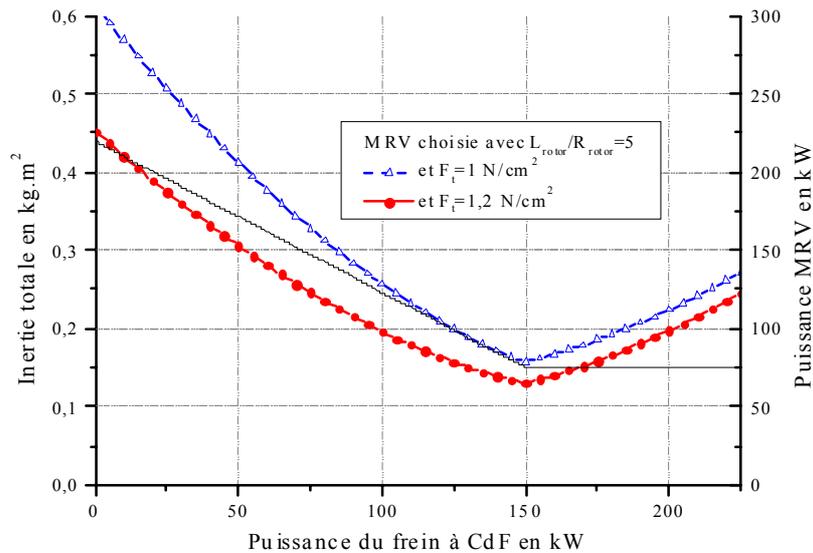
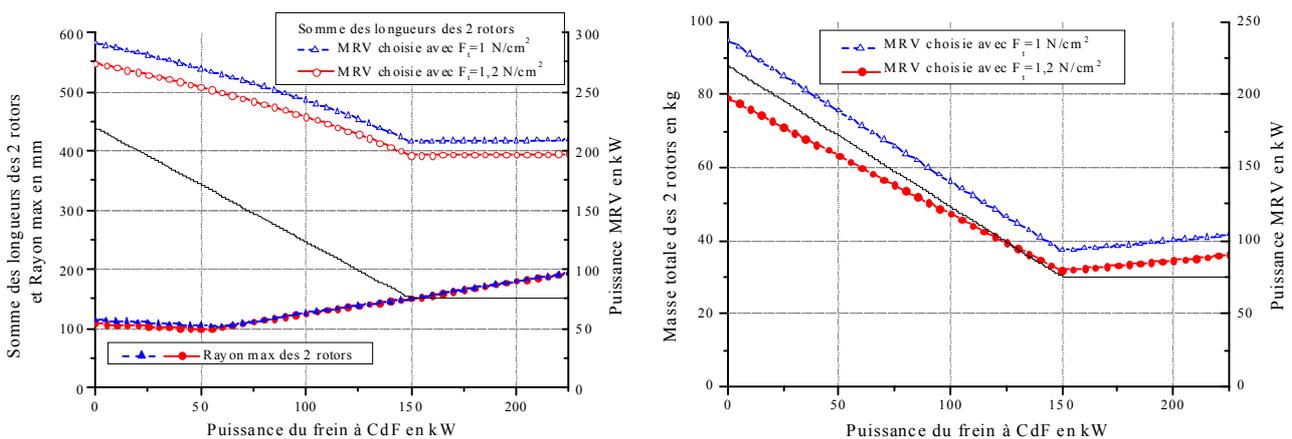


Figure 4.30 - Inertie globale des configurations machine électrique et frein à courants de Foucault séparés en fonction de leur répartition des puissances



Figures 4.31 a,b - Autres caractéristiques des configurations machine électrique et frein à courants de Foucault séparés en fonction de leur répartition des puissances

Nous remarquons très rapidement que les solutions où la machine électrique et le frein à courants de Foucault sont séparés proposent des inerties plus faibles que les solutions intégrées (0,15 kg.m² contre 0,32 kg.m²).

Il semble donc qu'il vaut mieux optimiser l'inertie des deux machines et les mettre sur le même arbre, que de prévoir l'utilisation du même rotor pour les deux fonctions.

Cependant la solution à machines séparées a le désavantage d'un encombrement plus important (par la longueur totale de l'arbre, cf. figure 4.31.a). De plus en configuration C, la mesure du couple doit se faire nécessairement par un couplemètre.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons effectué une étude topologique des moteurs-freins utilisant un moteur à réluctance variable cylindrique et un frein à courants de Foucault homopolaire discoïde. Ainsi, après un bref rappel du principe de fonctionnement des MRV, nous avons présenté les principales solutions possibles du moteur-frein en précisant leurs avantages et inconvénients.

Deux solutions ont été ensuite particulièrement étudiées afin d'estimer les caractéristiques du rotor séparé ou intégré du moteur-frein. Même si nous observons que l'inertie globale d'un système moteur et frein séparés semble plus faible qu'un moteur-frein intégré et encore plus faible qu'une machine électrique réversible seule, le moteur-frein intégré sur lequel nous allons travailler, garde l'avantage d'une longueur de rotor faible (donc d'une distance entre palier faible) et d'une masse tournante faible. Or nous savons que ces critères sont fondamentaux pour repousser les fréquences propres de vibrations de la machine de charge. Comme le moteur-frein est soumis aux vibrations du moteur thermique, nous considérons qu'il représente une solution intéressante.

Nous allons donc, dans le chapitre suivant, traiter de la conception, la réalisation et des essais d'une maquette de moteur-frein basée sur une architecture intégrée.

Chapitre 5

CONCEPTION ET EXPERIMENTATION D'UNE MAQUETTE DE MOTEUR – FREIN INTEGRE

INTRODUCTION	156
5.1 DIMENSIONNEMENT DE LA MAQUETTE.....	157
5.1.1 Cahier des charges.....	158
5.1.2 Frein	159
5.1.2.1 Entrefer.....	159
5.1.2.2 Nombre de dents.....	159
5.1.2.3 Hauteur relative des dents rotoriques $\Delta R/R_{\text{moy}}$	160
5.1.2.4 Matériaux utilisés	160
5.1.2.5 Les caractéristiques du frein	160
5.1.3 Moteur à réluctance variable	162
5.1.3.1 Choix de sa disposition, de sa structure.....	162
5.1.3.2 Longueur et entrefer	163
5.1.3.3 Dents rotoriques et statoriques	164
5.1.3.4 Bobines.....	166
5.1.3.5 Circuit de retour.....	166
5.2 LA MAQUETTE DU MOTEUR – FREIN INTEGRE.....	168
5.2.1 Frein	168
5.2.2 Moteur.....	169
5.2.3 Moteur - frein	170
5.3 PERFORMANCES THEORIQUES DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE	172
5.3.1 Calcul par éléments finis magnéto-statique 2D non-linéaire	172
5.3.2 Modèle dynamique.....	174
5.4 ESSAIS DE LA MAQUETTE	179
5.4.1 Bancs d'essais	179
5.4.1.1 Frein à courants de Foucault.....	179
5.4.1.2 Moteur à réluctance variable	181
5.4.2 Résultats expérimentaux.....	186
5.4.2.1 Frein à courants de Foucault avec le rotor massif.....	186
5.4.2.2 Frein à courants de Foucault avec le rotor feuilleté.....	191
5.4.2.3 Moteur à réluctance variable avec le rotor feuilleté.....	193
5.4.2.4 Moteur à réluctance variable avec le rotor massif.....	197
CONCLUSION.....	200

INTRODUCTION

Après avoir étudié, puis choisi, une structure de moteur-frein intégré, il faut concevoir une maquette pour en réaliser des essais, en connaître les performances et surtout la viabilité du principe d'intégration de la machine à réluctance variable au sein du frein à courants de Foucault homopolaire.

Pour le dimensionnement de cette maquette, les outils correspondants sont simples d'utilisation. Pour la partie frein, nous utilisons le programme d'aide au dimensionnement, sachant que ce dernier était encore en cours de développement lors de cette étude. Pour la partie motrice, nous utilisons les connaissances du laboratoire en matière de dimensionnement des machines à réluctance variable et notamment des outils analytiques simples [Bono 90].

Dans le but d'estimer les performances de la machine à réluctance variable, la première partie de ce chapitre est consacrée à la modélisation de celle-ci. Nous avons pu profiter de la forte expérience du LESiR pour estimer les formes d'onde de courant et de couple de la maquette pour différents points de fonctionnement.

La vérification des performances prévues pour le moteur-frein a nécessité la mise en place de différents bancs d'essais. Ce travail a été effectué au sein du groupe D2T à TRAPPES pour des soucis de confidentialité et pour des problèmes plus pratiques, comme le poids élevé de la maquette et la nécessité d'un circuit de refroidissement par eau. Nous avons caractérisé, de plus, séparément les performances du frein et du moteur. Et nous avons pu utiliser deux rotors différents qui favorisent, chacun, une des deux fonctions frein ou moteur. Les conditions d'essais sont ainsi présentées dans le dernier paragraphe de ce chapitre.

Dans la même partie nous présentons les résultats de ces essais. Il faut remarquer que nous avons surtout cherché à évaluer les performances maximales en couple et en vitesse, ainsi qu'à montrer la faisabilité et la viabilité de la structure retenue.

5.1 DIMENSIONNEMENT DE LA MAQUETTE

Des différentes architectures proposées au chapitre 4, nous avons retenu la solution la plus simple dans le principe et la mise en œuvre. Il s'agit de la structure du paragraphe 4.2.2.1. Le stator du moteur à réluctance variable est placé en périphérie de la zone dentée et nous utilisons, pour le moteur et pour le frein, les doigts du rotor (cf. figures 5.1 et 5.2). La difficulté réside donc dans le dimensionnement de ce rotor.

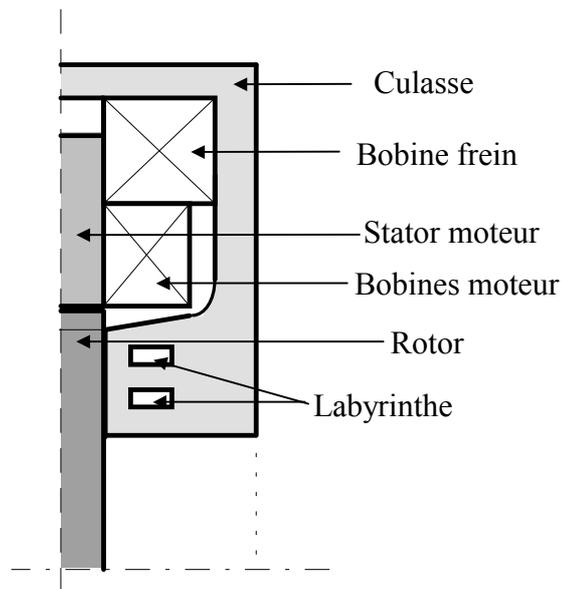


Figure 5.1 - Coupe schématique de la solution retenue

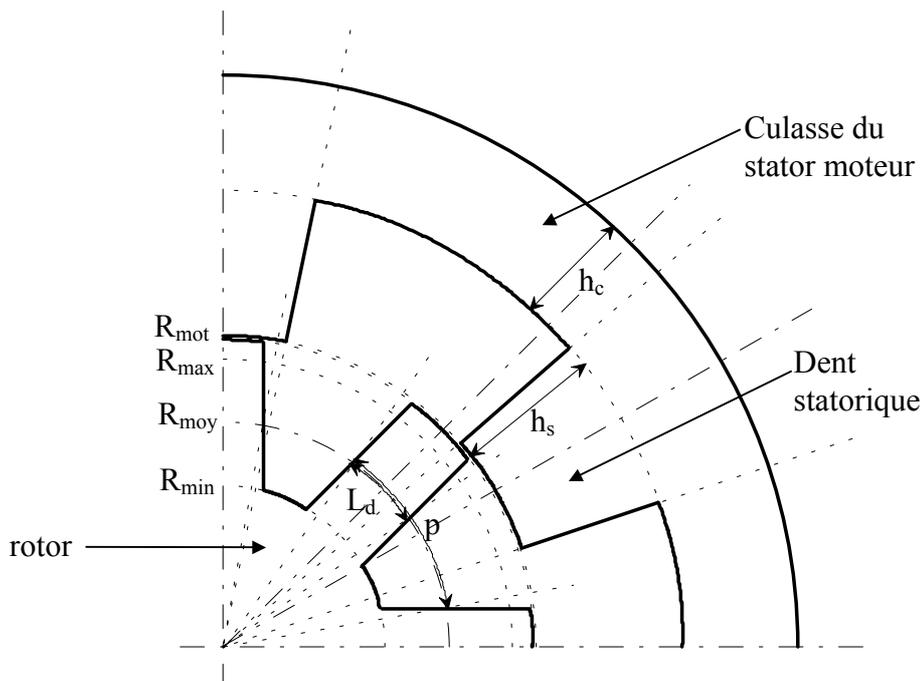


Figure 5.2 - Coupe de face schématique de la partie moteur retenue

5.1.1 Cahier des charges

Nous nous sommes fixés un cahier des charges arbitraire. En effet, nous n'avons pas encore à ce jour une application industrielle précise en faible puissance.

Le **frein** doit avoir un couple de **24 N.m** à une vitesse fixée arbitrairement à **2000 tr/min**, ce qui correspond à une puissance de **5 kW**. Pour une vitesse inférieure à 2000 tr/min, le couple de freinage est limité par le champ d'excitation maximal, créé par un courant maximal fixé à **10 A**. Au-delà de 2000 tr/min, la puissance de freinage est limitée par le système d'évacuation de la chaleur, ce qui laisse une grande incertitude sur la puissance maximale effective ($P_{\max} > 5\text{kW}$). Le frein est ensuite limité par sa vitesse maximale de fonctionnement qui doit être au moins de **12000 tr/min**. (cf. figure 3.3 sur les limites d'un frein).

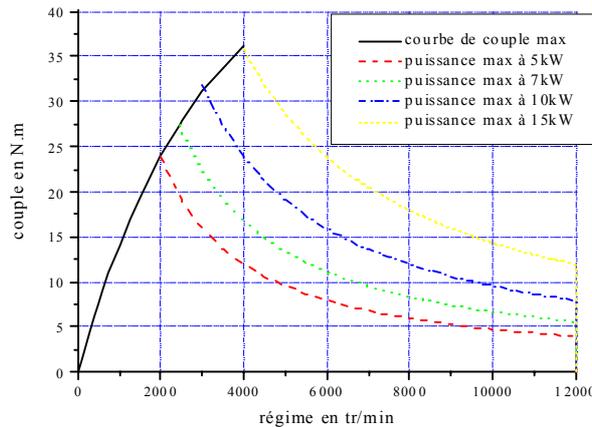


Figure 5.3 - Courbe couple - vitesse souhaitée pour le frein de la maquette

Le **moteur** doit avoir un couple de **9,6 N.m** à une vitesse fixée arbitrairement à **2000 tr/min**, ce qui correspond à une puissance de **2 kW**.

Pour une vitesse inférieure à 2000 tr/min, le couple moteur doit être supérieur à **10 N.m**.

Au-delà de 2000 tr/min, la puissance est limitée par l'alimentation, et les pertes ($P_{\max} > 2\text{kW}$).

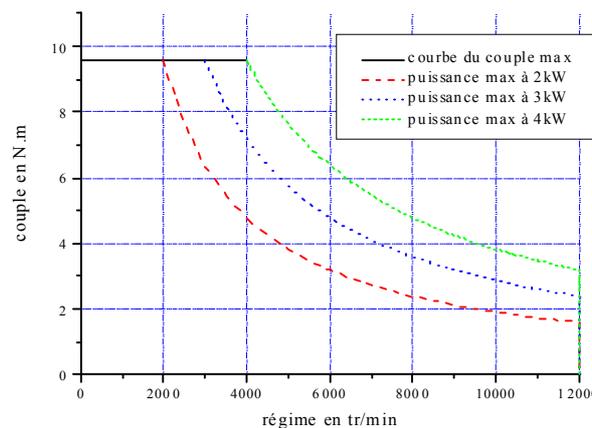


Figure 5.4 - Courbe couple - vitesse souhaitée pour le moteur de la maquette

A partir de ces contraintes, l'inertie du rotor doit être minimale.

5.1.2 Frein

Vu le cahier des charges que nous nous sommes imposés, la démarche de dimensionnement du frein à courants de Foucault de la maquette ne suit pas celle du paragraphe 3.4.2 (cf. figure 3.29). Nous ne prenons pas la puissance d'utilisation comme grandeur dimensionnante, mais une valeur du couple (24 N.m) à une certaine vitesse (2000tr/min). De plus certaines caractéristiques comme la valeur de l'entrefer, le nombre de dents et la hauteur relative des dents subissent des contraintes liées plus ou moins directement à la présence de la machine à réluctance variable.

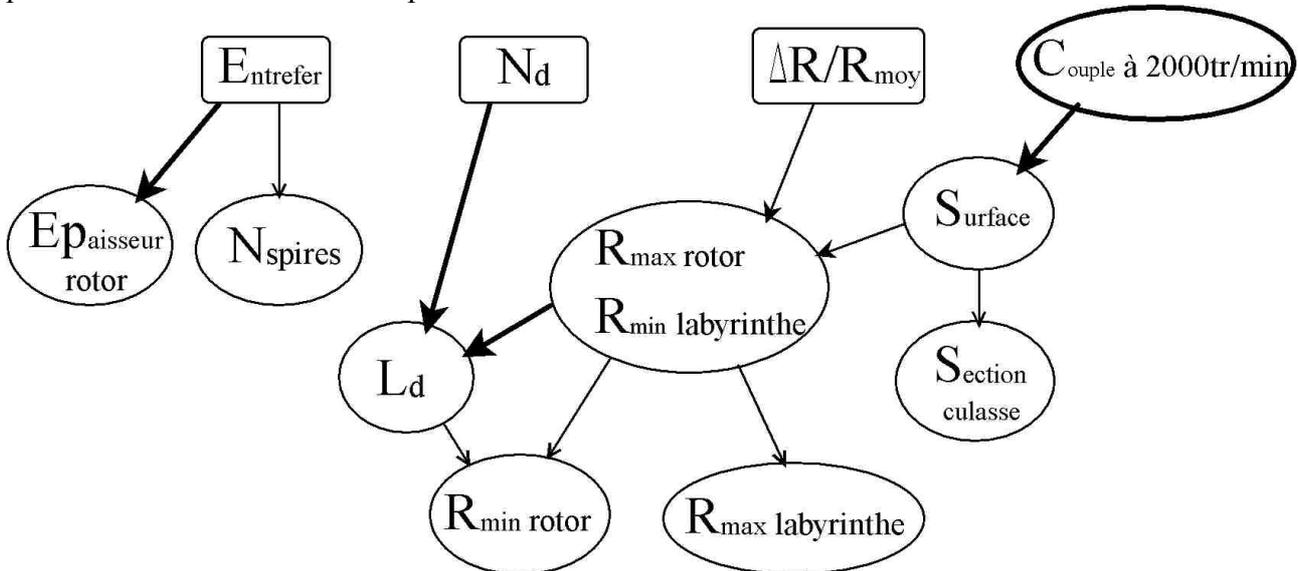


Figure 5.5 - Démarche de dimensionnement des principales caractéristiques du frein au sein du moteur-frein

Le dimensionnement de la partie frein est basé sur le programme d'aide au dimensionnement, dont nous perfectionnons en même temps le modèle des courants de Foucault pour plus de fiabilité. Nous opérons en fixant toutes les grandeurs que réclame le programme d'aide au dimensionnement pour calculer le couple de freinage pour un point de fonctionnement. Nous ajustons ensuite la surface utile, et fixons des paramètres comme l'entrefer, le nombre de dents, la hauteur relative des dents et le matériau.

5.1.2.1 Entrefer

L'**entrefer** est choisi à **0,5 mm**.

L'entrefer est ainsi un peu plus faible que celui du FE-260 (0,75 mm). On peut se permettre cet entrefer car pour les freins plus petits, on maîtrise mieux les écarts et les tolérances. Il faut néanmoins maintenir un certain entrefer, vu les vitesses désirées et vu les contraintes mécaniques supplémentaires causées par la machine à réluctance variable.

A posteriori, nous constatons que nous nous sommes placés finalement sur la droite (cf. équations 3.13) de pré-dimensionnement obtenue par l'étude paramétrique empirique (cf. § 3.3.3).

5.1.2.2 Nombre de dents

Le nombre de dents N_d est choisi en fonction des résultats de l'étude paramétrique exposés au paragraphe 3.2.1. L'optimum du nombre de dents se situe entre 10 et 12 dents. Les freins FE-260 utilisent plutôt 20 dents. Les freins TELMA utilisent 8 pôles Nord et Sud (équivalent de 4 dents en fonctionnement homopolaire). Les machines à réluctance variable utilisent classiquement 4, 8, 12, ... dents rotor. Notre choix s'est porté sur **8 dents rotoriques**, et est fait essentiellement en tenant

compte des contraintes du moteur (cf. § 5.1.3.1.). D'après les calculs du chapitre 2, on ne perd que 10% de puissance en mode frein avec 8 dents par rapport à la valeur optimale de N_d .

5.1.2.3 Hauteur relative des dents rotoriques $\Delta R/R_{moy}$

Nous fixons $\Delta R/R_{moy} = 0,57$.

La valeur choisie est inférieure à celle obtenue dans le cas des très faibles puissances par le modèle empirique (cf. § 3.3.2, $\Delta R/R_{moy} \approx 0,66$). Mais nous devons prendre en compte le fait que les dents du rotor seront un peu plus longues que le labyrinthe. En effet, dans notre cas, la dent dépassera du labyrinthe de 5mm, afin d'assurer le découplage entre les fonctions moteur et frein.

5.1.2.4 Matériaux utilisés

Nous utilisons du **25 CD 4** comme **matériau** pour les labyrinthes. Nous savons depuis, que le 42 CD 4 aurait été souhaitable.

Le rotor est soit en matériau massif 25 CD 4, soit en tôles feuilletées isolées de fer silicium de 3% et d'épaisseur 0,5mm.

Chacun des ces deux rotors favorise respectivement les fonctions frein et moteur. Nous ne nous sommes pas encore intéressés à une solution optimale pour les deux fonctions.

5.1.2.5 Les caractéristiques du frein

Afin de déterminer la surface utile du labyrinthe, nous avons utilisé le programme d'aide au dimensionnement (cf. chapitre 2). Ainsi pour passer le couple voulu (24N.m) à 2000tr/min, la surface nécessaire obtenue est de 9990mm².

A partir de cette valeur, les autres caractéristiques de la partie frein de la maquette ont été déterminées en suivant les règles exposées au paragraphe 3.4.2.

	Maquette	
P_{max}	?	kW
C désiré en N.m	24	N.m
N_{min} (où on a C)	2000	tr/min
N_{max}	12000	tr/min
Nombre de Dents	8	
Rayon Max Rotor	73	mm
Rayon Max Labyrinthe	68	mm
Rayon Min Labyrinthe	38	mm
Largeur Dent	20	mm
Entrefer	0,5	mm
½ Epaisseur rotor	8	mm
Nombre de Spires	230	
Nombre de Gorges	2	
Profondeur des Gorges	10	mm
Matériau labyrinthe	25 CD 4	
Matériau rotor	25 CD 4	
Matériau circuit de retour	E 24	
Surface du circuit de retour	6780	mm ²

Tableau 5.1 - Caractéristiques du frein de la maquette

Système de refroidissement par eau :

Les rainures du circuit de refroidissement à eau doivent être le plus près possible de la source de chaleur, c'est-à-dire la surface du labyrinthe où se développent les courants de Foucault. Ainsi le labyrinthe est bien refroidi. Mais les rainures ne doivent pas gêner par la même occasion les courants de Foucault dans certains cas extrêmes où l'épaisseur de peau est assez grande et dépasse cette distance z_{\max} (cf. figure 5.7) entre la surface et les rainures. La valeur est choisie afin que, avec une faible vitesse de rotation, une faible conductivité et une faible perméabilité relative, on puisse difficilement obtenir une épaisseur de peau du même ordre de grandeur.

$$z_{\max} = 3 \text{ mm} \quad (5.1)$$

Largeur et profondeur des rainures : **5 mm et 10 mm**

Pour évacuer 2,5 kW de chaleur par l'eau d'un labyrinthe, il faut un certain débit d'eau :

$$Q = \frac{P}{C_p \cdot \Delta T^\circ} \quad (5.2)$$

- P : puissance calorifique à évacuer.

- C_p : capacité calorifique de l'eau, $C_p = 4186 \text{ J/kg.K}$

Pour une élévation de température ΔT° de l'eau de 6°C , $Q = 0,1 \text{ kg/s}$
 $Q = 0,36 \text{ m}^3/\text{h}$

soit, en tenant compte de la section des rainures, une vitesse $v = 2 \text{ m/s}$.

Cette vitesse semble tout à fait raisonnable. De plus, le calcul thermique par éléments finis (cf. figure 5.6) permet de constater qu'à une puissance de 5 kW, la température maximale ne dépasse pas 80°C . On peut donc même espérer obtenir une puissance bien supérieure à 5 kW.

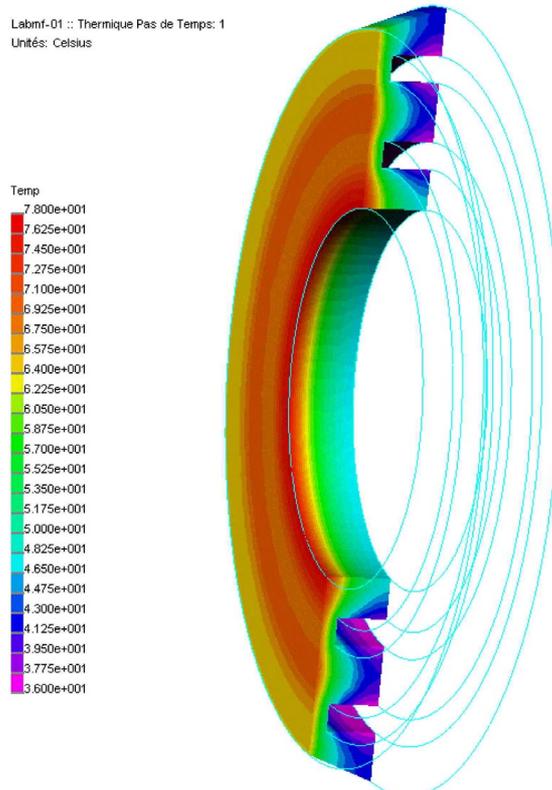


Figure 5.6 - Températures du labyrinthe de la maquette du moteur-frein à 5kW

5.1.3 Moteur à réluctance variable

Le dimensionnement de la partie "moteur" est basé sur des études effectuées au LESiR [Bono 90]. Comme le moteur doit s'insérer dans un système "frein" déjà existant, les contraintes géométriques sont nombreuses.

L'entrefer doit être assez grand, (vu les hautes vitesses de rotation) et doit être le plus faible possible (pour les performances). Un compromis donne un entrefer de **0,5 mm**. Le matériau du rotor et du stator est en tôles feuilletées d'épaisseur de 0,5 mm de fer-silicium 3%.

5.1.3.1 Choix de sa disposition, de sa structure

Disposition : nous décidons de séparer les deux circuits magnétiques de retour du flux entre le frein et le stator moteur. Il y a donc un stator frein et un stator moteur. Unir les deux circuits magnétiques pose des problèmes en mode moteur. Des fuites peuvent activer le mode freinage (phénomène de couplage). Pour l'instant, afin de simplifier l'étude, nous avons **séparé les deux stators** avec un entrefer de **15 mm**.

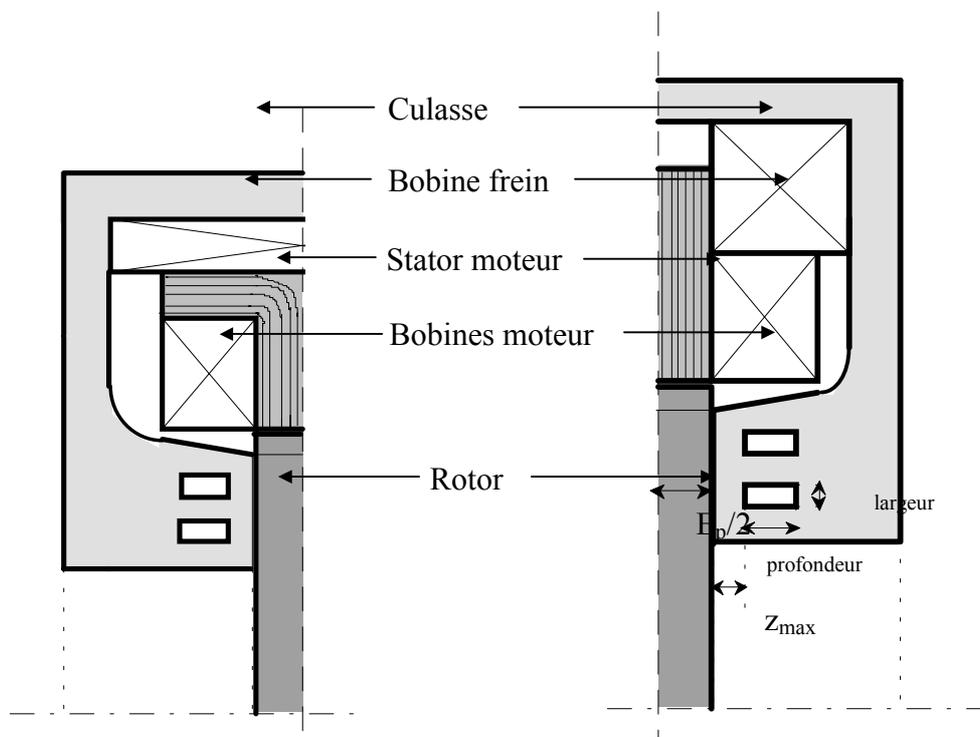


Figure 5.7 - 2 dispositions du moteur dans le frein

Nous choisissons la disposition de droite qui a pour avantage la simplicité du stator moteur en tôles feuilletées. Pour la disposition de gauche il faut mettre en œuvre des techniques tout à fait originales (donc coûteuses) pour disposer d'un tel stator en tôles feuilletées. Dans les deux dispositions, il semble qu'on occupe à peu près le même volume pour positionner le stator moteur et les bobines frein.

Structure du moteur : 6/8

Le choix du nombre de dents rotor se fait en tenant compte de l'optimum du mode frein (entre 10 et 12 dents). On peut choisir 12 dents, mais ceci nous handicape pour le fonctionnement à grande vitesse en mode moteur. On a des fréquences d'alimentation plus grandes et donc des pertes trop importantes. Aussi, nous choisissons **8 dents rotoriques**. D'après la figure 3.11, avec seulement 8 dents nous ne perdons que 10% du couple maximal en mode frein.

Remarque : En mode moteur, l'un des intérêts d'augmenter le nombre de dents est de réduire le circuit magnétique parcouru par le flux dans le rotor ; mais comme la géométrie d'une dent est définie aussi par le mode frein, on s'aperçoit que le flux moteur devra nécessairement passer par le centre du rotor. Mettre 12 dents n'a donc que peu d'avantages.

Pour le nombre de dents statoriques, on a le choix entre 6 et 12 dents. Pour des raisons de simplicité de construction notamment du bobinage, notre choix s'est porté sur **6 dents**. Notons cependant qu'une structure 6/8 a l'inconvénient de présenter des pertes fers plus importantes [Hoan 95] (raccourcissement des trajets des lignes de champ au stator dans le cas de la 12/8).

5.1.3.2 Longueur et entrefer

L'**entrefer** est fixé dans un premier temps par des contraintes mécaniques à **0,5 mm**. La longueur et l'entrefer ont une influence directe sur le couple du moteur.

Approximation du couple moteur en régime linéaire :

pour une phase

$$C = \frac{N_{dr}}{4\pi} (L_c - L_o) I_{max}^2 = \frac{N_{dr}}{4\pi} (P_c - P_o) (N_{sp} I_{max})^2 \quad (5.3)$$

où N_{dr} : est le nombre de dents au rotor 8
 L_c et L_o : les inductances de conjonction et d'opposition
 P_c et P_o : les perméances (l'inverse des réluctances) de conjonction et d'opposition (cf. figure 5.9)
 N_{sp} : le nombre de spires par phase (sur une dent on a $N_{sp}/2$ spires)
 I_{max} : le courant maximal

$$\text{or } P_o \approx 0 \text{ car } P_o \ll P_c$$

et
$$P_c = \frac{1}{R_c} \approx \mu_0 \frac{S}{2E_g} = \mu_0 \frac{L_{dmax} \cdot L}{2E_g} \quad (5.4)$$

où R_c : est la réluctance de conjonction
 S : la surface active au niveau de l'entrefer
 E_g : l'entrefer
 L : la longueur active du rotor et du stator
 L_{dmax} : la largeur des dents au rayon maximal moteur

Le **rayon maximal moteur** est celui défini pour le frein augmenté de 5 mm afin de s'assurer que le flux moteur traverse bien l'entrefer et le rotor, mais ne passe pas par le labyrinthe de la partie frein. Cette distance, de 5 mm, n'est qu'une sécurité. La maquette nous permet de savoir dans un premier temps si la trop grande proximité du labyrinthe frein gêne le fonctionnement moteur, en créant de trop nombreuses fuites.

$$\mathbf{R_{mot} = 73 \text{ mm}}$$

Comme la largeur de la dent agit linéairement sur le couple moteur, nous choisissons des dents de forme radiale. La largeur de la dent est fixée à rayon moyen par le mode frein. Avec cette forme de dent, nous avons donc une largeur de dent plus grande au niveau du rayon maximal moteur.

$$L_{d_{\max}} = 27,5 \text{ mm}$$

Pour $q = 3$ phases :

$$C \approx q \frac{N_{dr}}{4\pi} \mu_0 \frac{L_{d_{\max}} \cdot L}{2E_g} (N_{sp} I_{\max})^2 \quad (5.5)$$

q , N_{dr} , E_g , et $L_{d_{\max}}$ sont les valeurs fixées précédemment. La longueur l du rotor est un compromis à trouver avec $N_{sp} I_{\max}$ afin d'obtenir le couple souhaité (10 N.m). Le choix de $N_{sp} I_{\max}$ dépend aussi de la place disponible pour placer les bobinages moteurs. On verra au § 5.1.3.4. que cet espace de bobinage est suffisant.

De plus, on souhaite avoir l'inertie la plus faible possible. Il faut donc choisir la longueur minimale. Nous avons vu que la longueur du rotor doit être supérieure aux **16mm** nécessaires au mode frein.

La forme radiale des dents engendre deux problèmes :

- La surface de passage du flux dans le rotor diminue en s'approchant de l'axe.
- Les contraintes mécaniques à la base des dents peuvent provoquer des ruptures mécaniques.

La solution adoptée pour résoudre ces deux problèmes est de mettre une lame à la base des dents. Elle permet ainsi de compenser la perte de surface et renforce la structure mécanique du rotor. Cette lame ajoute 8 mm d'épaisseur en plus.

$$L = 24 \text{ mm}$$

5.1.3.3 Dents rotoriques et statoriques

Le choix des angles des dents doit respecter certaines règles pour la machine à réluctance variable.

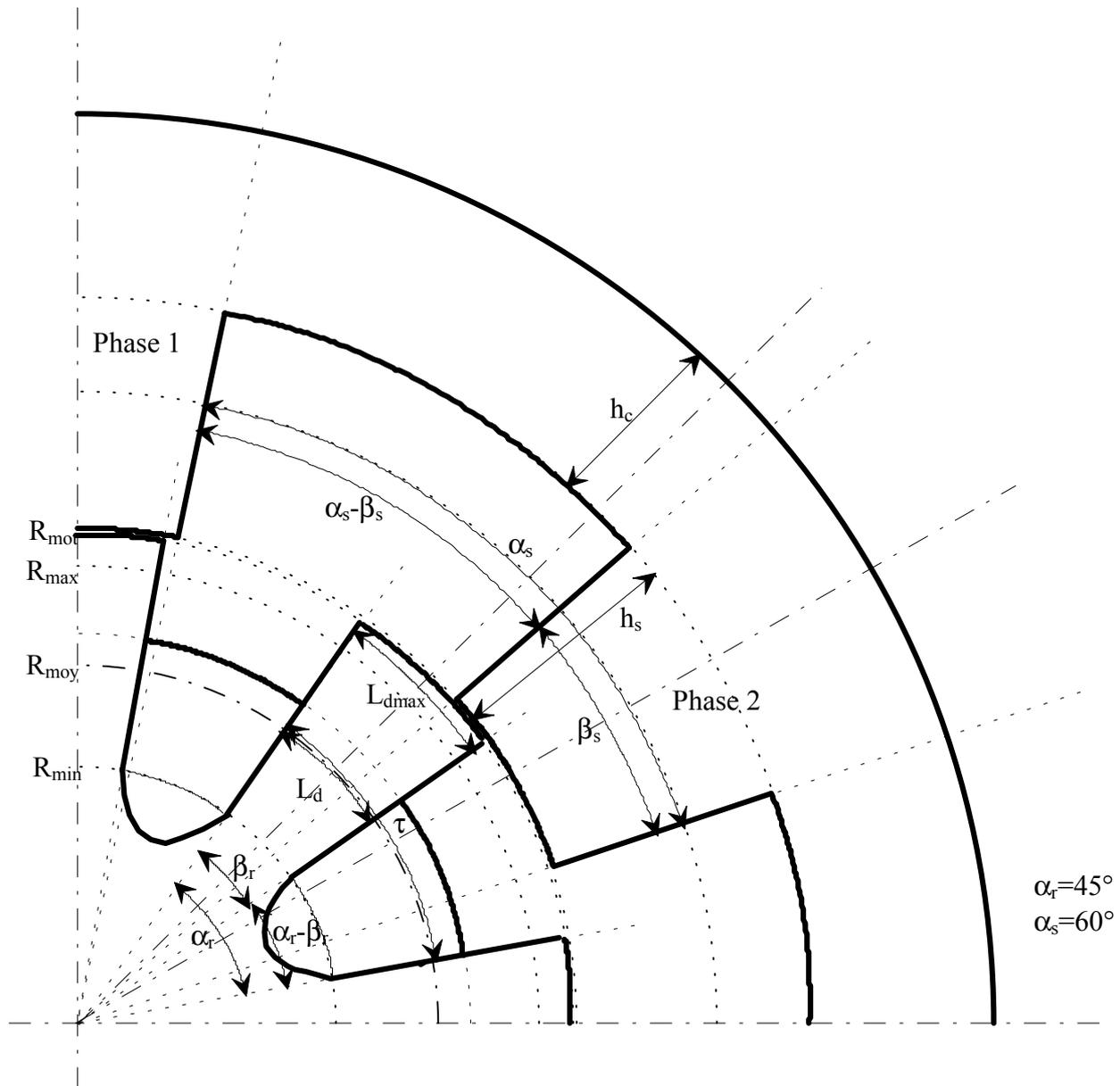


Figure 5.8 - Coupe du rotor et du stator moteur

- limite $\beta_r \geq 15^\circ$:

C'est un critère évitant les "trous" de couple. Il faut que la somme des β_r pour les 8 dents couvre tout l'angle couvert par une phase, c'est-à-dire 120° . Ainsi chaque phase pourra prendre le relais de sa voisine sans trou de couple. La figure ci-dessus représente le cas où $\beta_r = 20^\circ$.
- limite $\beta_s \geq \beta_r$

Il y a plus de dents au rotor qu'au stator. Et il faut utiliser pleinement la largeur utile des dents rotoriques pour faire passer le maximum de flux.
- limite $\alpha_r = 45^\circ \geq \beta_r + \beta_s$

Il faut que la dent statorique soit plus petite que le vide rotorique : $\alpha_r - \beta_r \geq \beta_s$

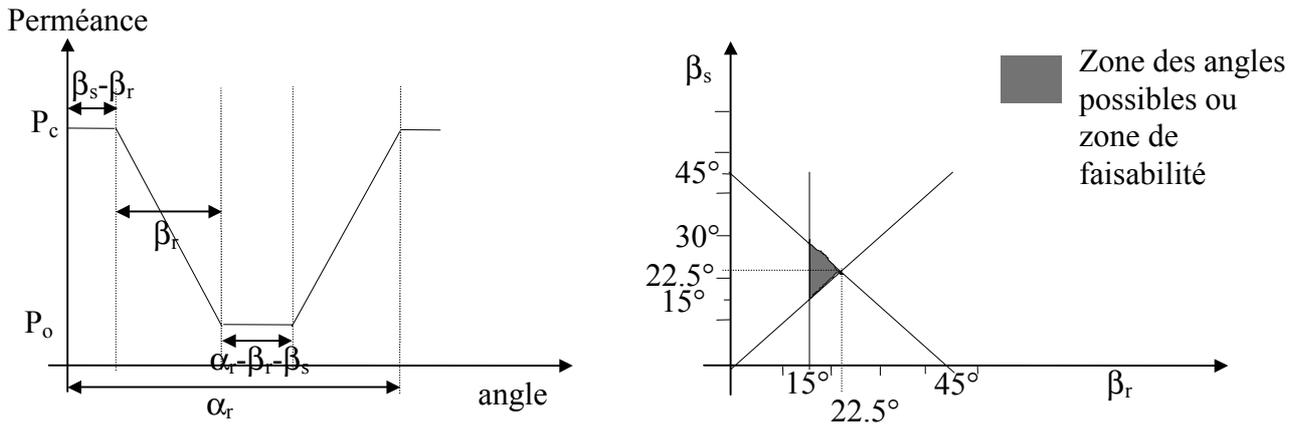


Figure 5.9 - Formes de la perméance en fonction de la position et triangle de faisabilité

On choisit :

$$\beta_s = 22,5^\circ$$

$$\beta_r = 20^\circ$$

La hauteur des dents statoriques est déterminée par la section de cuivre qu'elle doit permettre de loger. Ce qui donne :

$$h_s = 34,5 \text{ mm}$$

Afin de diminuer les vibrations, nous avons choisi une forme de dent statorique radiale ([Besb 98], [Ayar 00]). La base de la dent est ainsi plus large que l'extrémité proche de l'entrefer.

5.1.3.4 Bobines

Afin d'obtenir le couple nominal C de 10 N.m, il faut déterminer un certain nombre d'ampères-tours :

$$(N_{sp} I_{max})^2 \approx C \frac{4\pi}{q N_{dr} \mu_0} \frac{2E_g}{L_{d_{max}} \cdot L} \quad (5.6)$$

Soit au moins **2600 A.tr.**

Nous prenons **400 spires par phase**, soit **200 spires par plot** d'un fil de **1 mm² de section** qui pourra ainsi supporter **10 A**. Il sera possible d'augmenter le couple dans quelques fonctionnements particuliers, comme au démarrage.

L'emplacement prévu pour placer les 200 spires est suffisant.

5.1.3.5 Circuit de retour

Sachant qu'il est nécessaire de travailler à des vitesses importantes, donc en haute fréquence, de forts courants de Foucault risquent de se développer. Pour limiter les échauffements et les pertes qui s'en suivent, le stator est **feuilleté** avec de la **tôle de 0,5 mm** d'épaisseur.

La hauteur de la culasse doit avoir une valeur minimale qui correspond à la moitié de la largeur de la dent statorique. Ainsi le flux traversant le stator voit toujours la même section de matériau magnétique ($h_{c_{min}} = 14,5\text{mm}$). Comme nous avons de la place (le rayon maximal est limité par la taille des bobines freins) nous prenons une plus grande hauteur de culasse :

$$h_c = 27 \text{ mm}$$

Ainsi, la densité de flux et l'état de saturation dans la culasse sont moindres. Une des conséquences en est la diminution des pertes par courants de Foucault.

5.2 LA MAQUETTE DU MOTEUR – FREIN INTEGRE

Les plans de la maquette ont été réalisés au bureau d'études du groupe D2T.

5.2.1 Frein

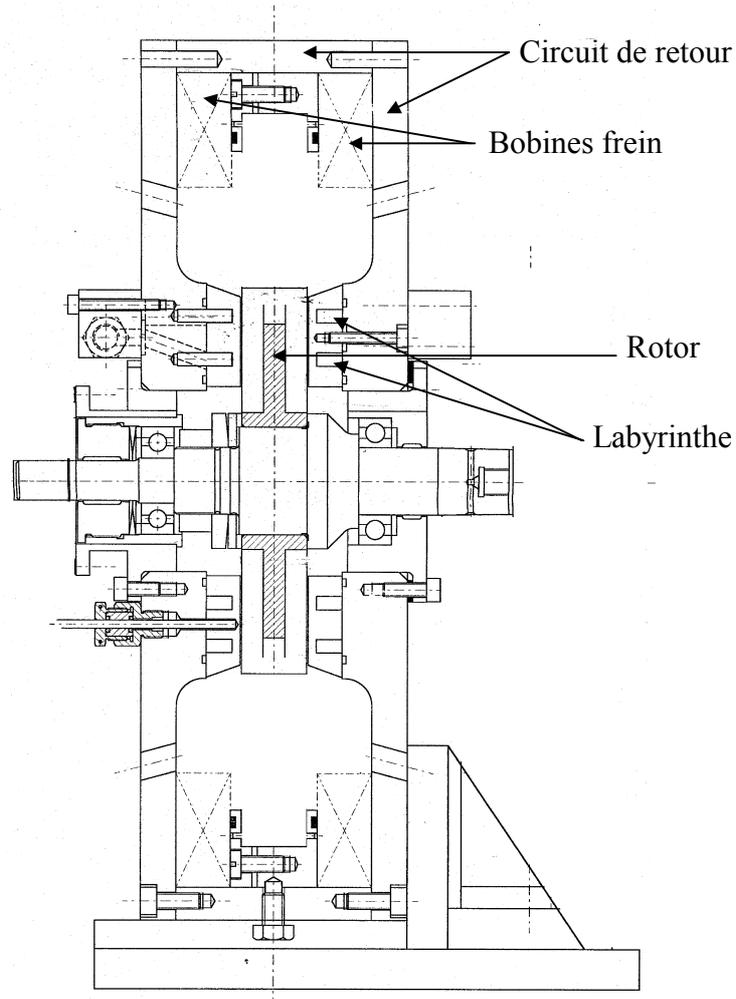


Figure 5.10 - Coupe du frein prototype

Le circuit de retour du flux de freinage constitue la carcasse extérieure du moteur-frein.

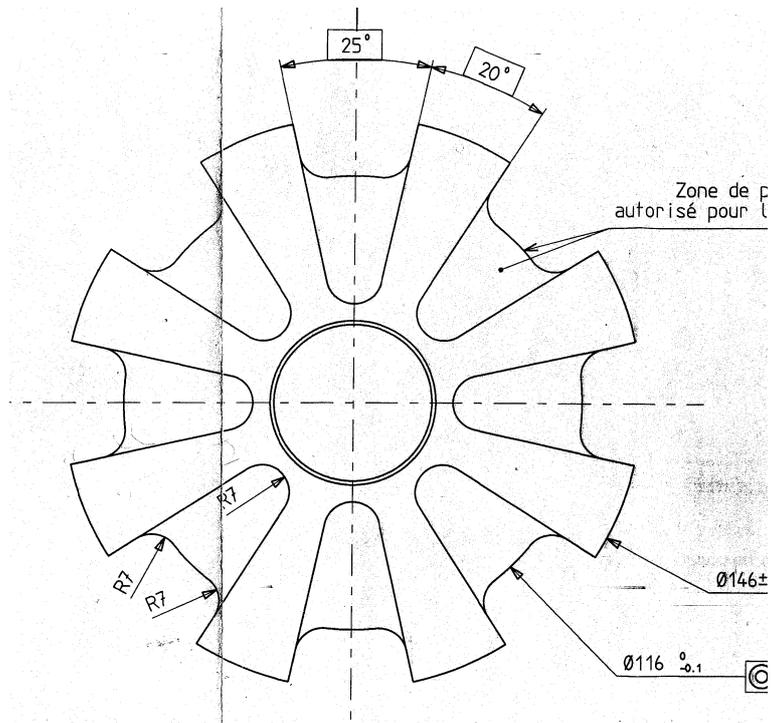
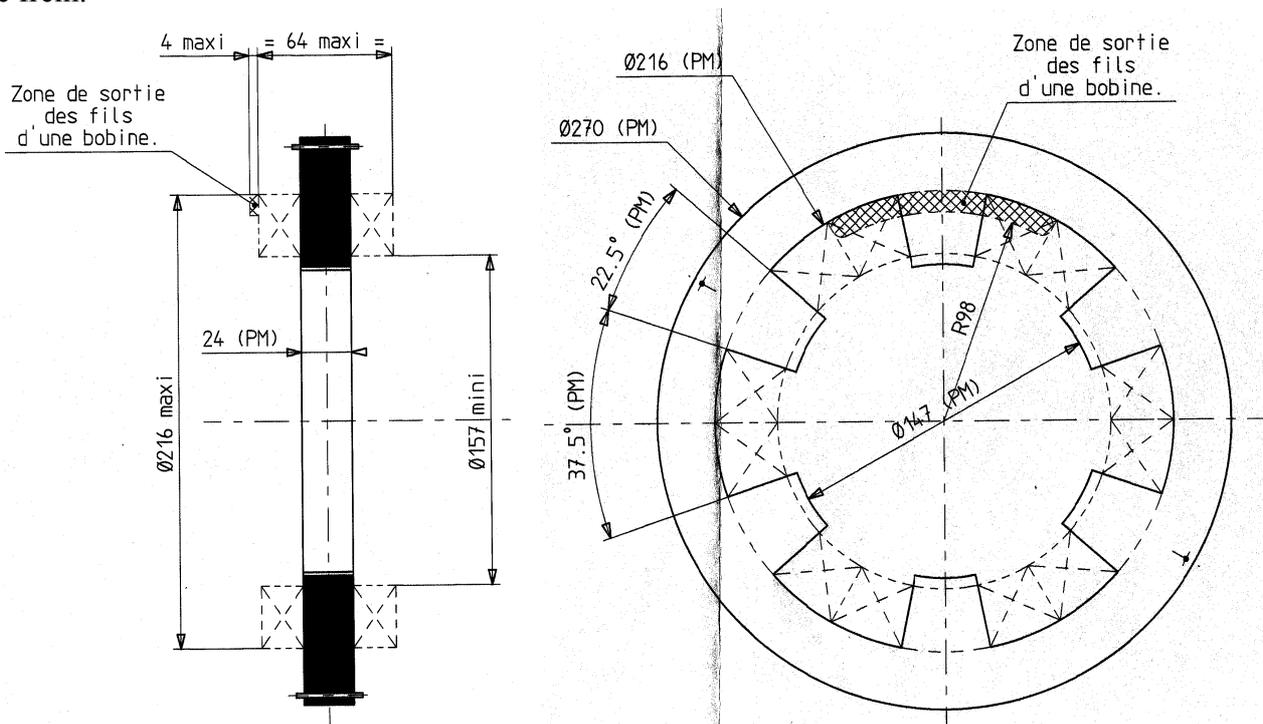


Figure 5.11 - Rotor

Le flux utile pour le freinage traverse le rotor dans la direction de l'axe. Le frein utilise deux bobines globales de 115 spires chacune. Le rotor est constitué de 8 doigts radiaux renforcés avec une lame entre chaque doigt.

5.2.2 Moteur

Le moteur à réluctance variable 6/8 s'insère dans le frein. Le stator se place en périphérie du rotor, et ses 6 dents créent des flux radiaux. Sa réalisation est assez simple. Il peut utiliser le même rotor que le frein.



Figures 5.12 a,b - Stator moteur

5.2.3 Moteur - frein

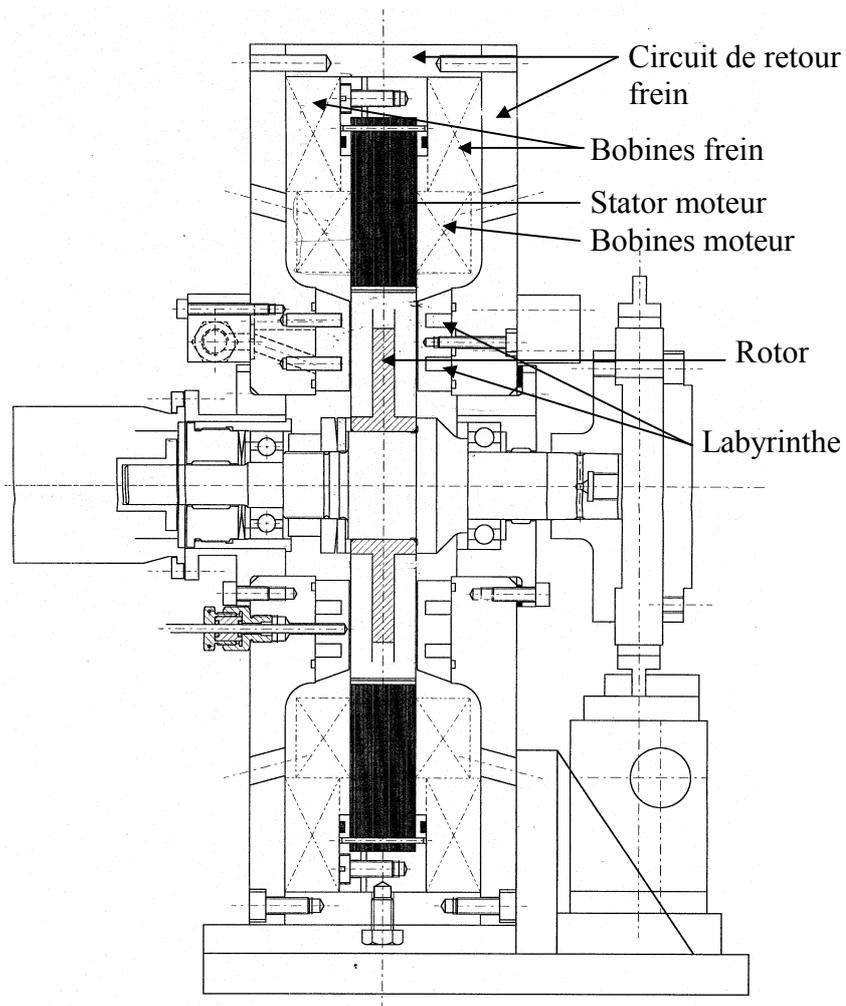


Figure 5.13 - Coupe de la maquette

Les deux bobines du frein sont placées de part et d'autre du stator moteur autour de toutes les têtes de bobines du moteur.

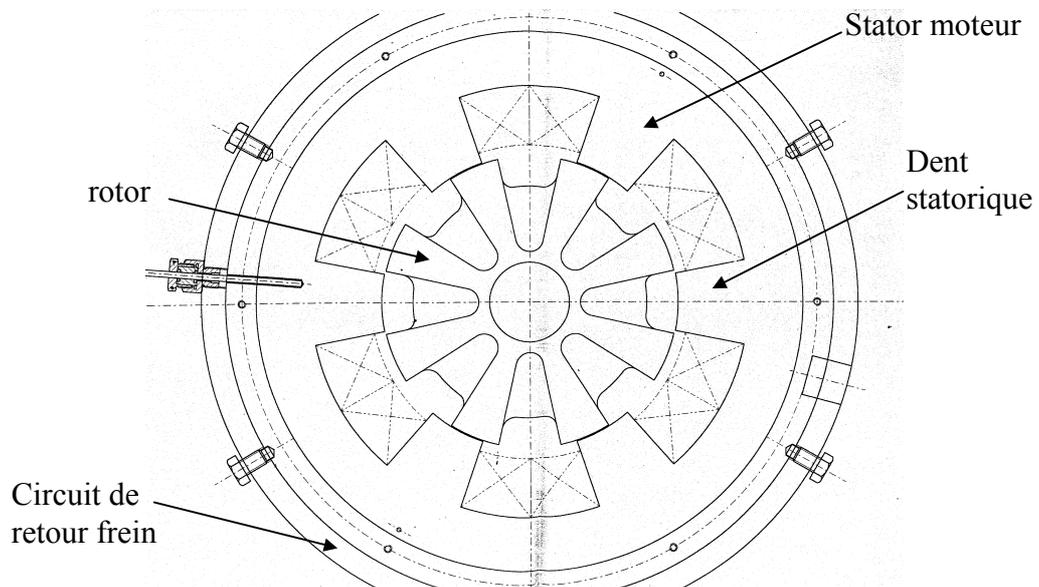
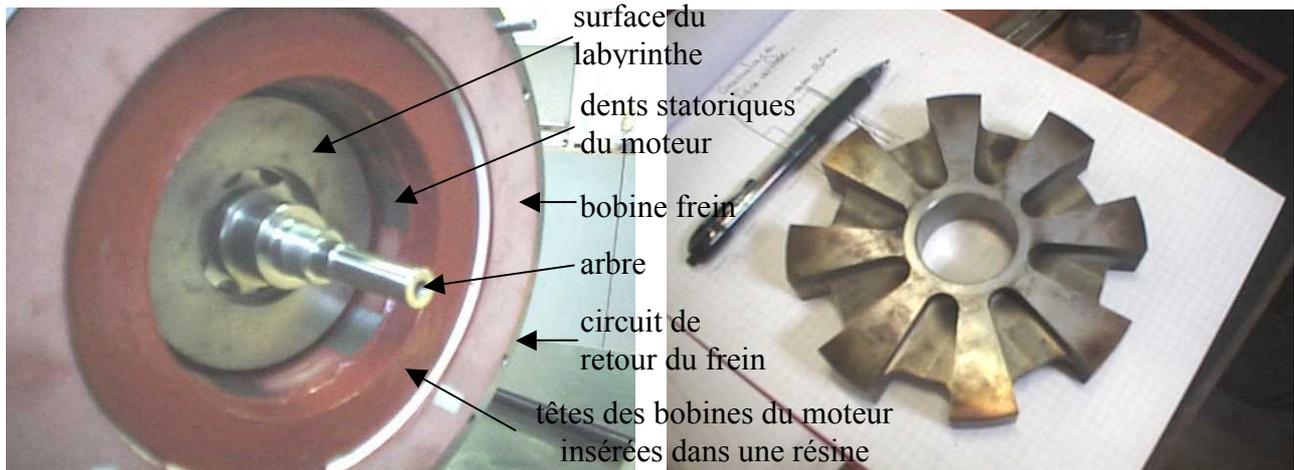


Figure 5.14 - Coupe de 'face' de la maquette



Figures 5.15 a,b - Photos de la maquette démontée (a: stators, b: rotor massif)

L'inertie du rotor seul est de $4,5 \text{ g.m}^2$, et de 6 g.m^2 avec son arbre et plateau d'accouplement.

Deux rotors sont réalisés :

- un en matériau massif 25 CD 4 (cf. figure 5.15.b) qui favorise la fonction frein
- et un autre en tôles feuilletées de 0,5mm d'épaisseur en fer silicium à 3% (cf. figure 5.16) qui favorise la fonction motrice.

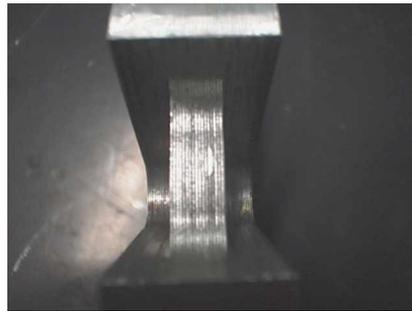


Figure 5.16 - Feuilletage du rotor

5.3 PERFORMANCES THEORIQUES DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE

Nous avons utilisé un modèle magnéto-statique à éléments finis 2D (sous ANSYS) associé à un modèle dynamique sous MATLAB – SIMULINK, afin de connaître de façon un peu plus précise les performances du moteur à réluctance variable.

5.3.1 Calcul par éléments finis magnéto-statique 2D non-linéaire

Comme la structure du rotor est différente suivant la profondeur, nous avons décomposé le calcul éléments finis en deux calculs : un avec la partie centrale (avec la lame) du rotor, et l'autre avec la partie externe (en vis à vis de la surface des labyrinthes du frein).

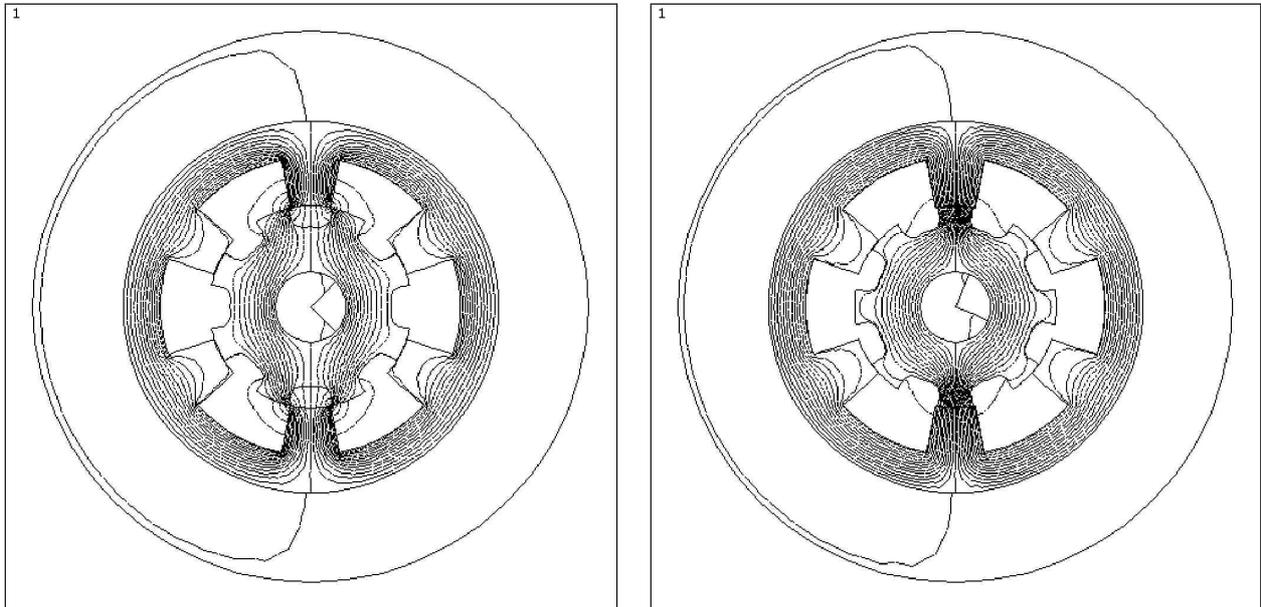


Figure 5.17 a,b - Lignes de champ de la machine à réluctance variable en position d'opposition (a) et de conjonction (b) pour la partie centrale du rotor

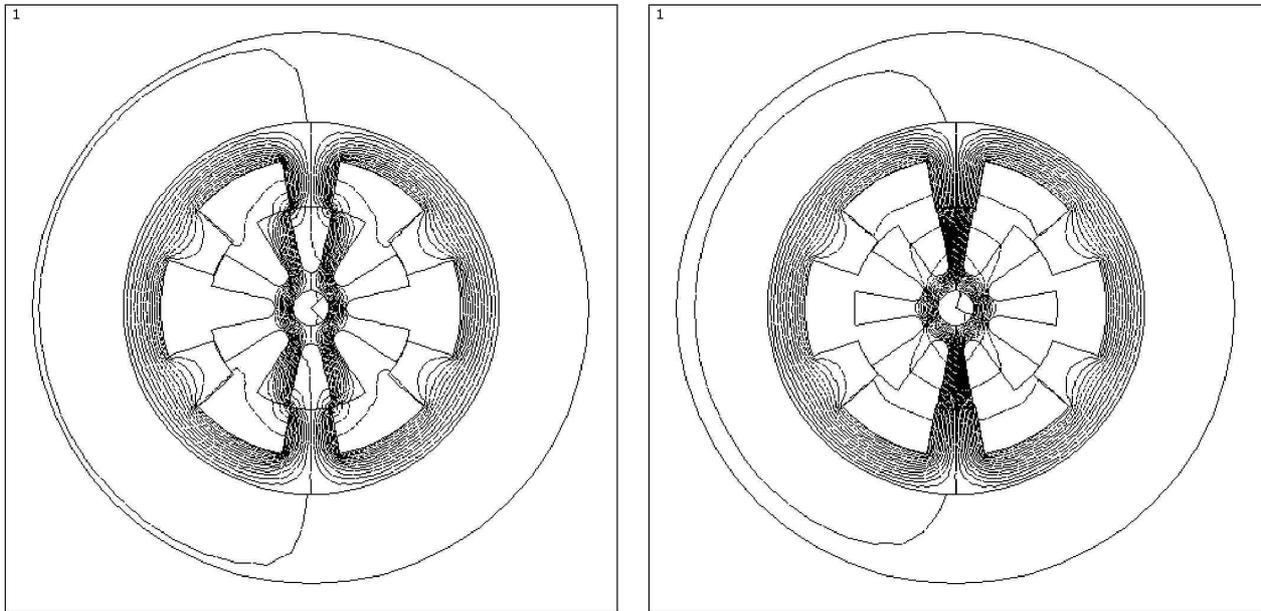


Figure 5.18 a,b - Lignes de champ de la machine à réluctance variable en position d'opposition (a) et de conjunction (b) pour la partie externe du rotor

Afin d'obtenir une seule valeur, du couple et du flux, par courant et par position pour la machine à réluctance variable, nous avons additionné les valeurs obtenues par chacun des deux calculs. Les résultats obtenus sont donnés à la figure ci-dessous.

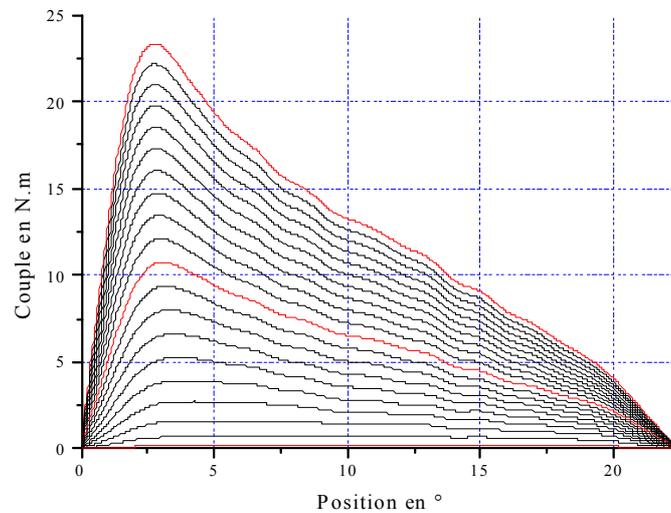


Figure 5.19 - Couple en fonction de la position (en ° mécanique) et du courant (de 1A à 20A)

Le couple présente un maximum entre 3° et 5° de la position d'opposition. Comme celui-ci n'est pas particulièrement constant en fonction de la position, il risque d'être difficile d'éviter des oscillations de couple importantes.

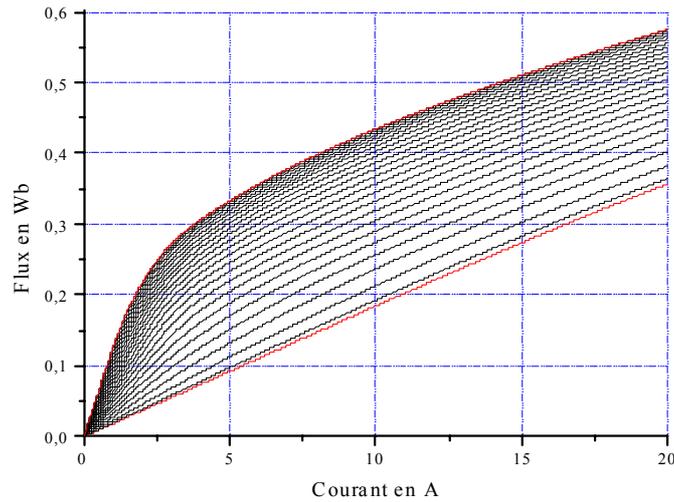


Figure 5.20 - Flux en fonction du courant et de la position (25 positions de l'opposition à la conjonction)

En position de conjonction, la saturation se produit dès les 3A. La saturation se produit peut-être un peu trop tôt car, dans le cas du calcul sur la partie externe du rotor, il se produit une forte saturation à la base des dents alors qu'en prenant en compte les phénomènes 3D, une partie des lignes de champ doit passer dans la partie centrale nettement moins saturée. Il se peut donc que nous ayons là un modèle pessimiste.

Les phénomènes 3D ne sont pas pris en compte pour le moment, mais un calcul éléments finis 3D est tout à fait envisageable et même conseillé.

5.3.2 Modèle dynamique

Il est réalisé à partir d'un modèle électrique simple sur une phase :

$$U = R_{ph}I + \frac{d\Phi(I, \theta)}{dt} \tag{5.7}$$

et du résultat du modèle statique qui nous fournit $C(i, \theta)$ et $\Phi(i, \theta)$.

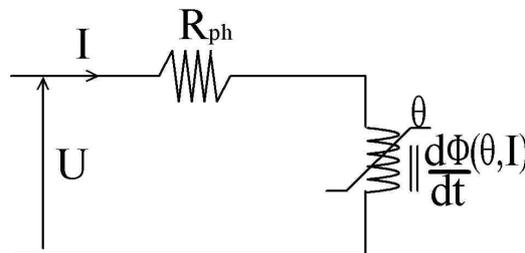


Figure 5.21 - Modèle électrique simplifié d'une phase

A partir des courbes $C(I, \theta)$ et $\phi(I, \theta)$, nous sommes capables de modéliser simplement sous SIMULINK le comportement dans le temps d'une phase de la MRV. Notamment les courants sont déterminés par une intégration numérique de l'équation (5.7).

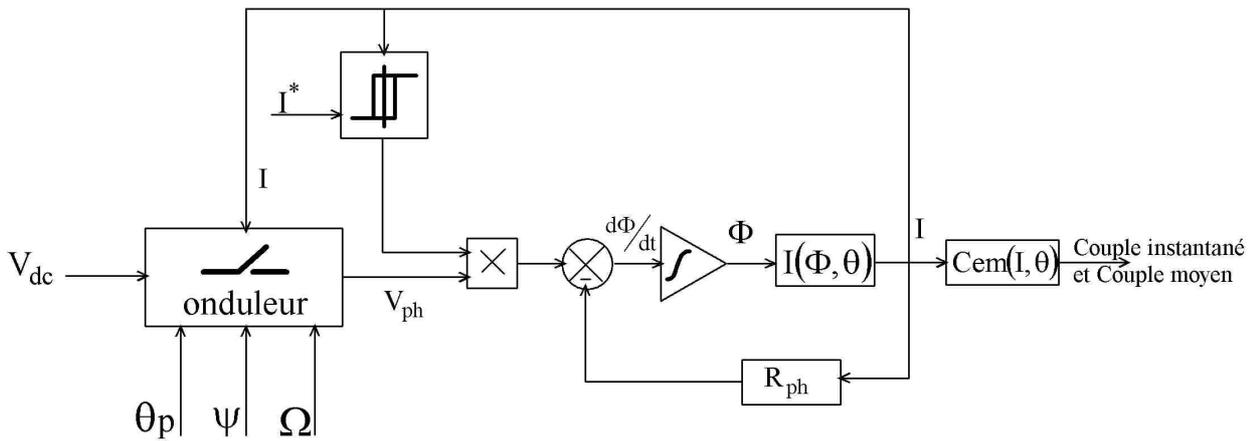


Figure 5.22 - Synoptique simplifié du modèle dynamique d'une phase

Cette modélisation nous permet d'obtenir pour différentes vitesses de rotation, l'allure du courant sur une phase, du couple sur une phase et du couple total (cf. figures 5.23, 5.24 et 5.25).

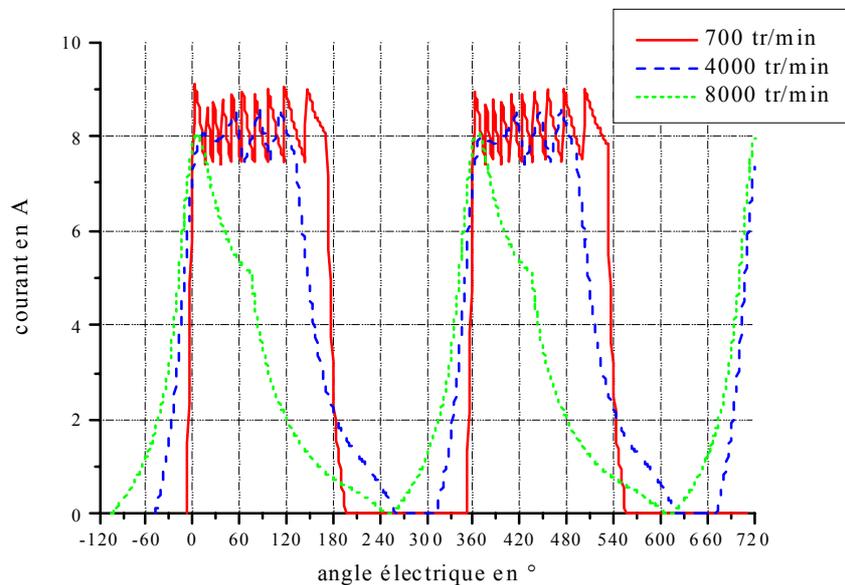


Figure 5.23 - Allure du courant calculé sur une phase

Dans le cas de la figure 5.23, les courants sont régulés par hystérésis à 8A tant que possible. A 8000 tr/min, le système est passé automatiquement en pleine onde de tension.

De plus, nous pouvons remarquer qu'il semble possible théoriquement, d'atteindre les 8A à 4000 tr/min, voire même, d'approcher les 8000tr/min.

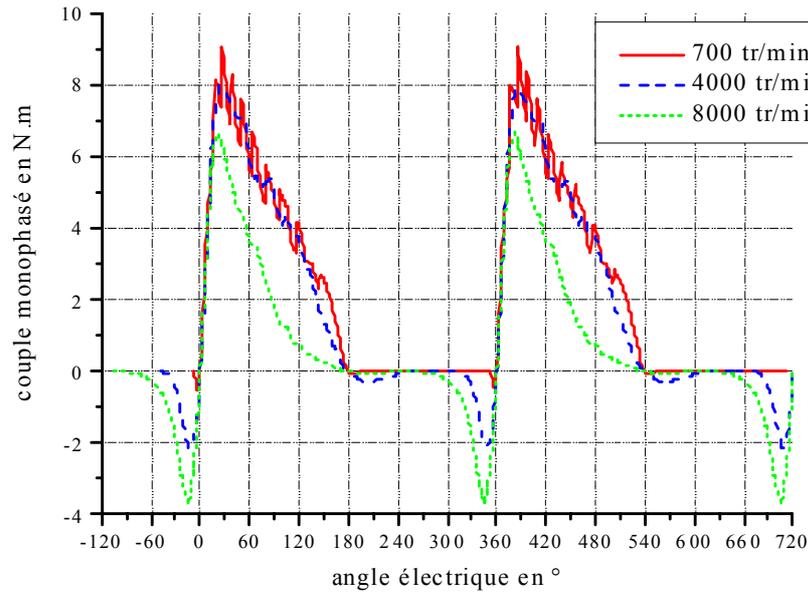


Figure 5.24 - Allure du couple calculé sur une phase

Nous retrouvons la forme triangulaire du couple en fonction de la position [LeCh 93], obtenue par le calcul éléments finis en 2D. De plus, nous remarquons l'augmentation du pic de couple négatif avec la vitesse due à l'augmentation de l'avance et à la durée nécessaire pour que le courant atteigne les 8A.

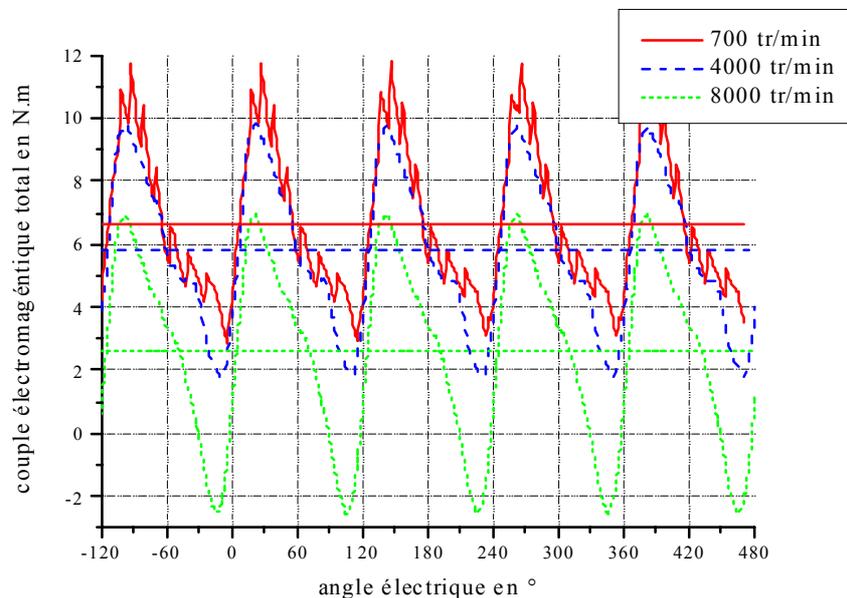


Figure 5.25 - Allure du couple total calculé

Nous pouvons, sur cette figure 5.25, visualiser la grande variation du couple instantané ainsi que la variation en fonction de la vitesse du couple moyen. Le couple instantané est même négatif par moment à 8000 tr/min.

Ce modèle nous permet ainsi d'obtenir les courbes couple-vitesse théoriques ainsi que les puissances maximales. Rappelons que l'on ne cherche pas à minimiser les pertes du moteur, mais à déterminer les performances maximales que peut fournir la MRV. Pour un angle d'ouverture de 180° et pour

chaque valeur de vitesse et de courant de consigne, nous déterminons la valeur de l'angle d'amorçage qui maximise le couple (cf. figures 5.26, 5.27 et 5.28).

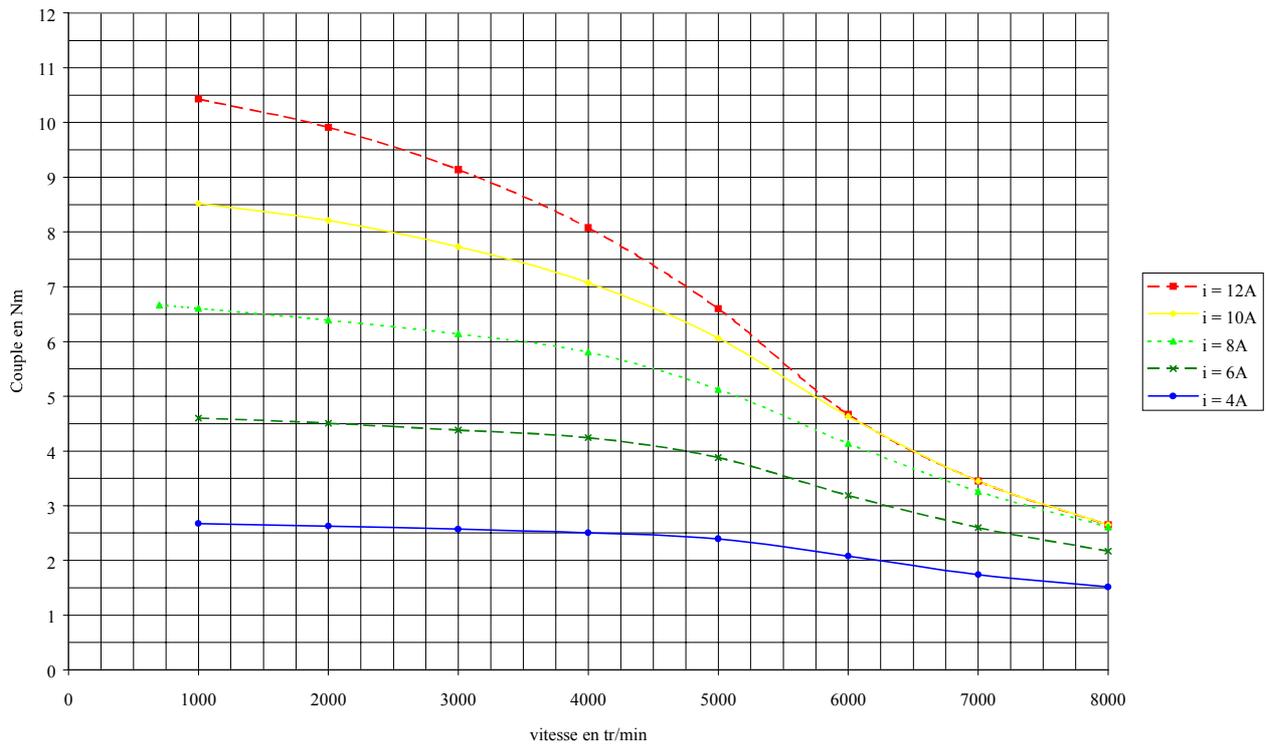


Figure 5.26 - Courbes couple électromagnétique - vitesse théoriques du moteur de la maquette sans tenir compte des pertes

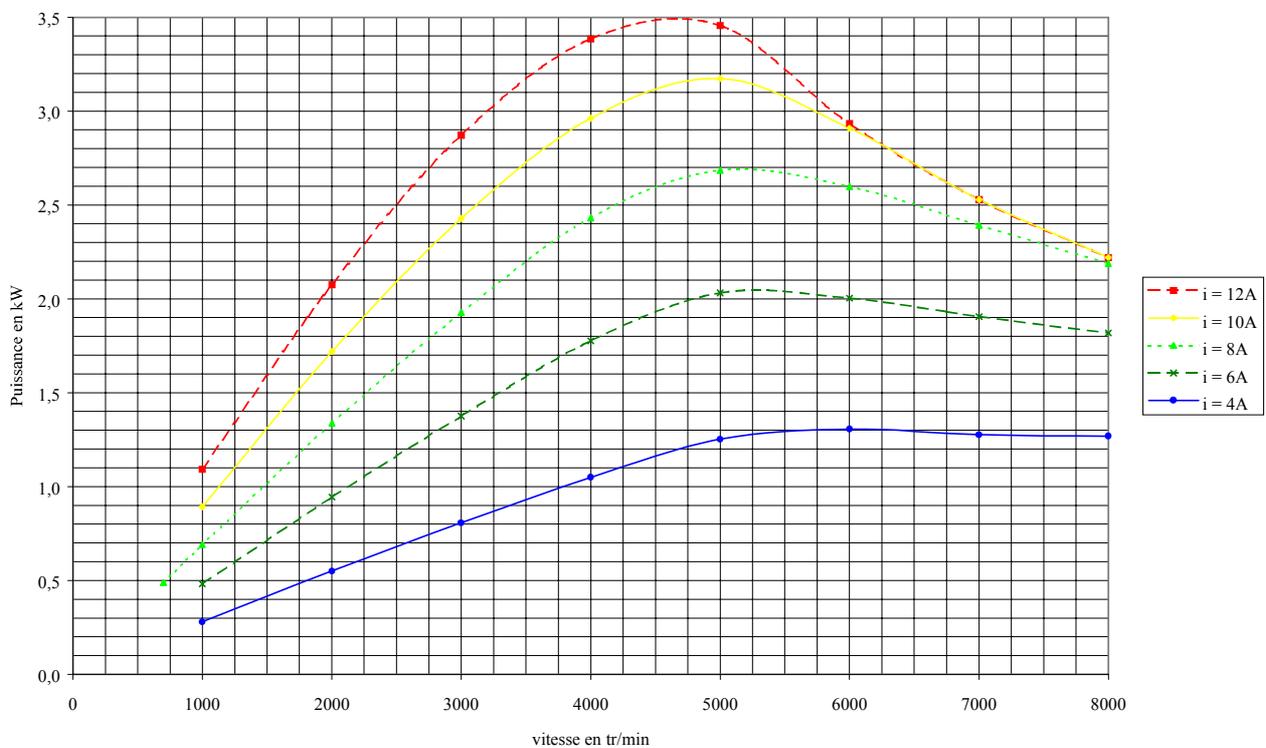


Figure 5.27 - Courbes puissance électromagnétique - vitesse théoriques du moteur de la maquette sans tenir compte des pertes

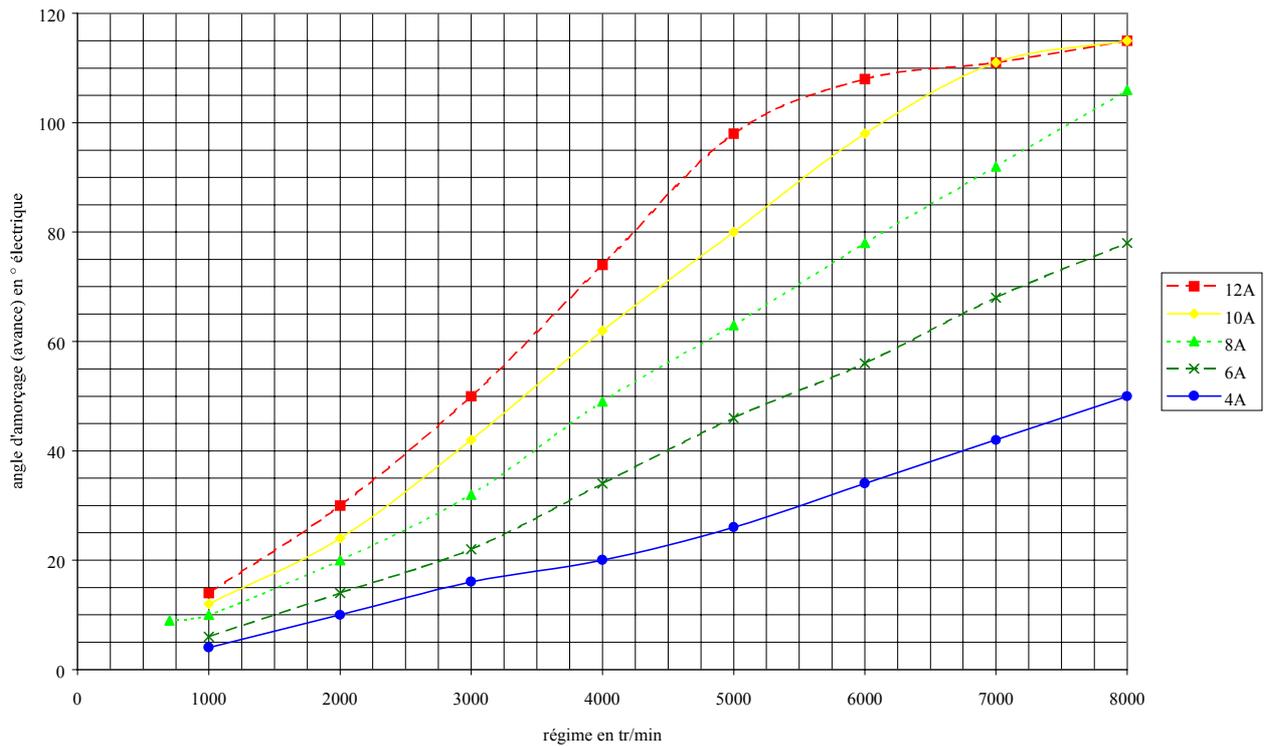


Figure 5.28 - Angle d'amorçage (ou avance) optimal pour le couple pour chaque point de calcul

Nous pouvons remarquer que les couples à bas régime (<2000tr/min) du modèle sont conformes aux attentes du cahier des charges. Notons cependant, que les valeurs de couple pour les plus hauts régimes ne tiennent pas compte des pertes fer et des pertes mécaniques.

Nous pouvons remarquer que la différenciation des angles d'amorçage en fonction du courant et du régime est bien nette. Cependant, à partir de 7000tr/min, nous avons exactement les mêmes angles et les mêmes puissances pour les régulations à 12A et 10A. En fait, les valeurs de consignes ne peuvent plus être atteintes et nous nous retrouvons exactement avec les mêmes points de fonctionnement en pleine onde de tension.

5.4 ESSAIS DE LA MAQUETTE

Tous les essais sur la maquette ont été effectués à TRAPPES au sein du groupe D2T. Ils ont été réalisés en fonction des moyens disponibles. Les bancs d'essais du site de TRAPPES sont liés à des impératifs de rentabilité. Nous avons donc d'abord cherché à connaître les performances maximales de la maquette.

Dans ce qui suit, nous présentons les bancs d'essais et les stratégies d'alimentation et de commande développés pour les deux parties frein et moteur. Nous présentons ensuite les premiers résultats expérimentaux obtenus.

5.4.1 Bancs d'essais

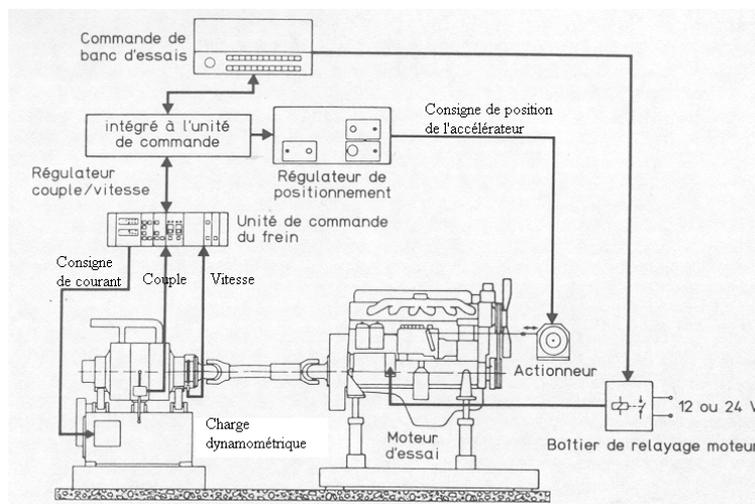


Figure 5.29 - Schéma de principe d'un banc d'essais moteurs

Le schéma de principe des bancs d'essais utilisés est rappelé à la figure 5.29. Dans le cas des essais du frein à courants de Foucault nous avons utilisé le même principe. Mais l'objet des essais est dans ce cas le frein. Ainsi le moteur ("thermique" dans le cas de la figure 5.29) doit couvrir toutes les performances du frein. Cependant, pour les essais du moteur à réluctance variable, nous avons changé le rôle de la maquette, le moteur-frein devient l'objet des essais à la place du moteur thermique.

5.4.1.1 Frein à courants de Foucault

Caractéristiques de la maquette :

Nous avons pu tester deux types de rotor sur la maquette :

- rotor massif en 25 CD 4
- rotor feuilleté en fer silicium 3% à 0,5mm.

Moteurs d'entraînement :

Tout d'abord, les essais ont été réalisés avec un moteur asynchrone à vitesse constante 1500tr/min, puis avec un moteur thermique de tronçonneuse STIHL.

Dans les deux cas, le frein est alimenté en courant par une carte frein de D2T (DES 2000), et commandé par un système de régulation du courant, de la vitesse ou du couple (DCU 2000), utilisés tous les deux classiquement sur la gamme des freins.

Mesures effectuées :

Nous avons pu relever un certain nombre de grandeurs comme : le courant, le couple, la vitesse, la température du labyrinthe et la fem sur un bobinage moteur.

Le couple est mesuré directement sur l'arbre entre le frein et le moteur, par un couplemètre. Il a un couple maximal de 100 N.m et permet aussi de mesurer la vitesse de rotation.

Nous avons aussi relevé la température du labyrinthe par un thermocouple situé dans la matière à 3mm de la surface. Ce type de mesure est aussi classiquement utilisé sur les autres types de frein afin de surveiller leur bon fonctionnement, d'éviter les dérives en température et d'établir une température seuil ($T^{\circ} < 160^{\circ}$).

• Essais avec le moteur asynchrone

Ces essais nous ont permis de travailler à vitesse à peu près constante : entre 1450 et 1500tr/min. On a pu ainsi obtenir une courbe du couple en fonction du courant à cette vitesse.



Figure 5.30 - Photos du moteur asynchrone utilisé

• Banc d'essais avec le moteur STIHL

Lors de ces essais, nous avons relevé également la fem induite aux bornes d'un bobinage du stator moteur. De plus, nous avons pu profiter de tout le matériel d'acquisition des données d'un banc d'essais de moteur thermique.

Le moteur de tronçonneuse STIHL couvre une plage de vitesses importantes (de 3000 à 12000tr/min), mais la puissance du moteur est assez faible, nous sommes restés à $C < 2$ N.m et $P < 1,8$ kW.

Les courants utilisés sur le frein ont à peine dépassé les 2A.

On peut noter aussi que les réglages sur le moteur STIHL étant très minutieux, d'une séance d'essais à l'autre ses performances pouvaient changer. De plus, les réglages du point de fonctionnement par l'accélérateur du moteur (à courant constant dans le frein) étaient difficiles.

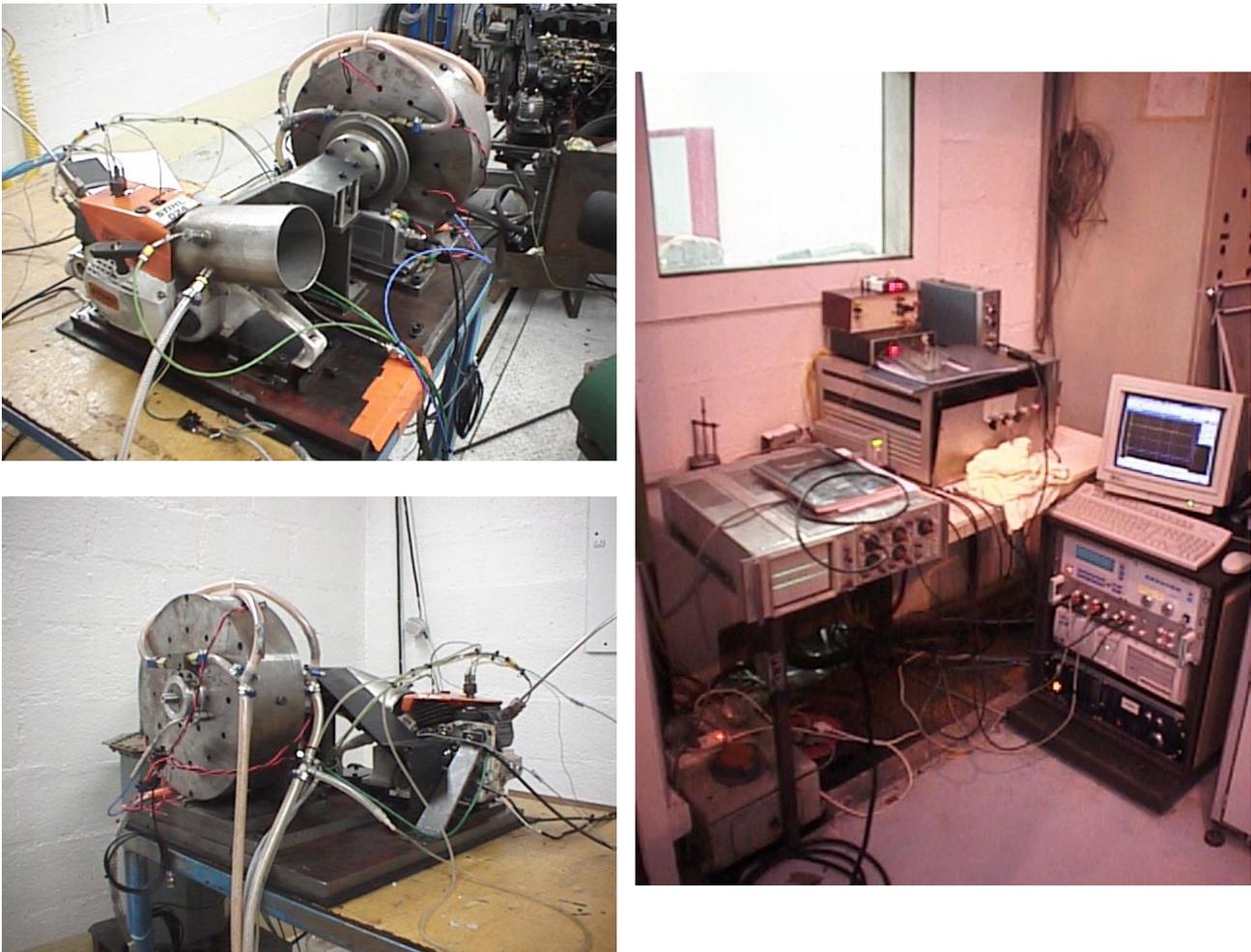


Figure 5.31 - Photos du banc d'essais frein avec le moteur STIHL

5.4.1.2 Moteur à réluctance variable

Caractéristiques de la maquette :

Nous avons pu tester deux types de rotor sur la maquette :

- rotor feuilleté en fer silicium 3% à 0,5mm.
- rotor massif en 25 CD 4

La charge :

La charge utilisée est un frein à courants de Foucault : un FE-60 (cf. chapitre 3) alimenté par une carte frein de D2T (DES 2000), et commandé par un système de régulation du courant, de la vitesse ou du couple (DCU 2000).

Mesures effectuées :

Nous avons pu relever un certain nombre de grandeurs comme : le couple, la vitesse, le courant dans une phase, les angles d'amorçage (avance) et d'ouverture, la température du labyrinthe de la maquette, la puissance dans un bobinage moteur, le courant et la tension du bus continu ainsi que la fem induite sur le bobinage du frein de la maquette.

La puissance électrique sur une phase a été relevée à l'aide d'un wattmètre Feedback EW604 (1000V - 10A - 20kHz).

- **Essais statiques**

Les essais statiques permettent de déterminer plus rapidement, simplement et très finement les performances dynamiques d'un moteur à réluctance variable. Il suffit d'avoir un système qui bloque le rotor à une position connue et réglable sur une plage supérieure à 45° dans notre cas. En rajoutant un petit bobinage qui nous permet de mesurer le flux sur une phase, on peut avoir les caractéristiques intrinsèques de la machine (courbes du flux en fonction du courant, de la position, et de la fréquence).

Caractéristiques statiques intrinsèques de la MRV

Il faut mesurer le flux pour une seule phase (par intégration de la fem générée aux bornes des spires de mesure) en fonction du courant et pour différentes positions du rotor. Cette mesure doit s'effectuer à très basse fréquence (0,5 Hz par exemple). Lors de cet essai, il est possible également de mesurer la fem générée par la phase alimentée sur les autres phases afin d'évaluer le couplage entre phases.

Caractéristiques dynamiques intrinsèques de la MRV

Pour les deux positions caractéristiques (conjonction et opposition), nous désirons mesurer, à rotor bloqué, la perméance en fonction de la fréquence d'alimentation, le bobinage étant alimenté par un créneau de tension de fréquence variable.

Ces mesures n'ont pu encore être faites. Les courbes de flux utilisées par la suite sont tirées du modèle éléments finis 2D (sous ANSYS) (cf. § 5.3).

- **Essais dynamiques**

Alimentation et commande du moteur à réluctance variable

Nous avons réuni trois demi-ponts asymétriques du LESiR alimentant chacune des phases. Le redresseur triphasé avec ses systèmes de sécurité a été réalisé au sein du groupe D2T.

La partie commande se fait à partir d'une carte DSPace sur PC. Il faut donc utiliser les outils MATLAB et SIMULINK ainsi qu'un compilateur C fourni avec la carte DSPace.

De plus, il a été nécessaire de faire des cartes d'interface entre les signaux de commande venant de la carte DSPace et ceux de la commande rapprochée de l'onduleur ou entre les mesures sur le moteur et les entrées de la carte DSPace.

La source de tension continue est réalisée classiquement à partir du réseau triphasé avec un transformateur, un autotransformateur, un pont de diodes et un filtre LC. Le banc d'essais complet ainsi développé, est illustré par la figure 5.32.

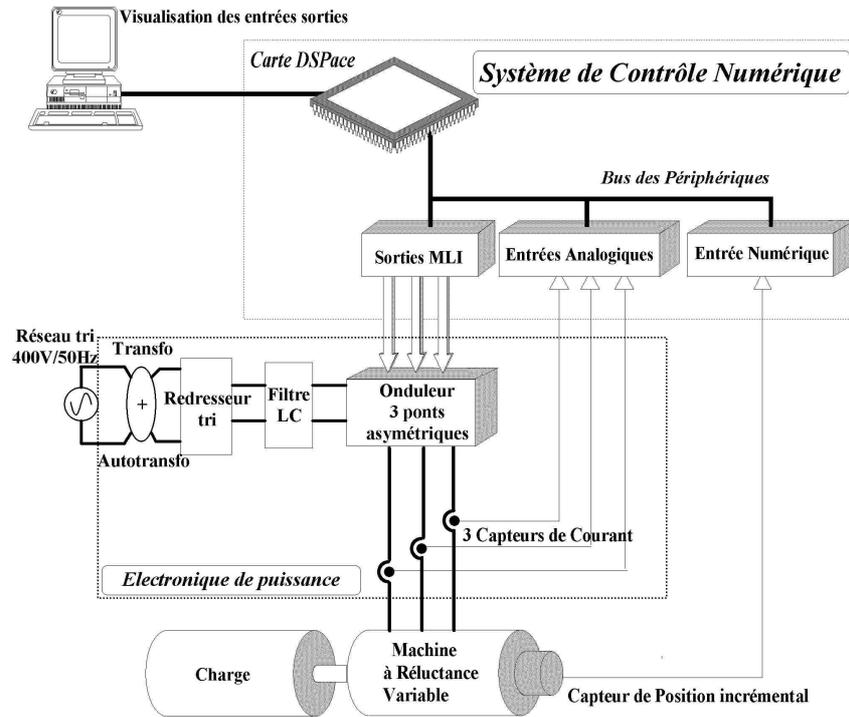


Figure 5.32 - Schéma de principe du montage

Concernant le système de régulation, dans sa configuration complète, il doit avoir la structure suivante :

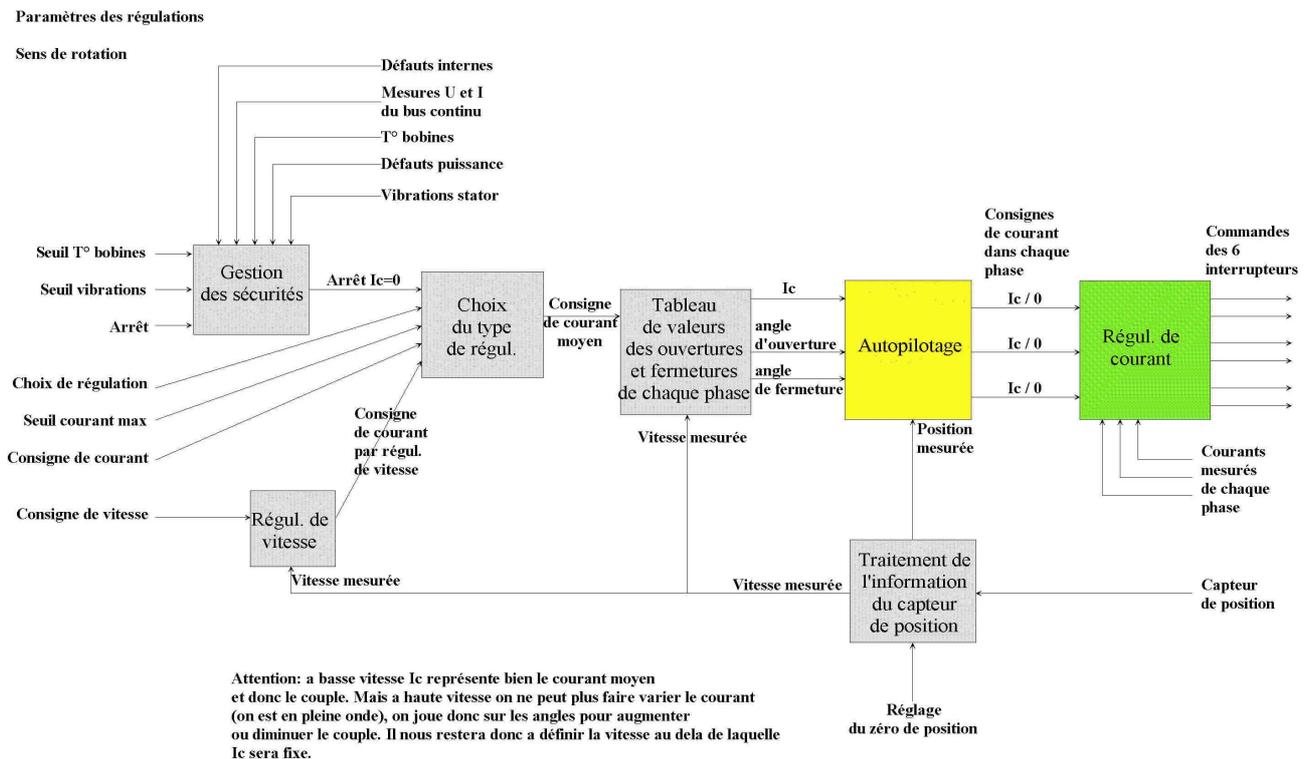


Figure 5.33 - Schéma de principe du système de commande d'une MRV

Nous avons déjà modélisé et testé trois blocs de ce système de commande : l'autopilotage, les régulations de courant, et le traitement du capteur de position. Cette partie est suffisante pour faire fonctionner la MRV sur un banc d'essais dans un premier temps.

La carte DSPace utilisée permet de programmer son système de régulation [Hume 96], à l'aide des schémas bloc SIMULINK. Cela nous permet de mettre en œuvre la commande beaucoup plus rapidement, et de mieux visualiser ce qui est fait. Et de plus, toutes les modifications sont plus rapides à faire que sur un programme en C ou en assembleur.

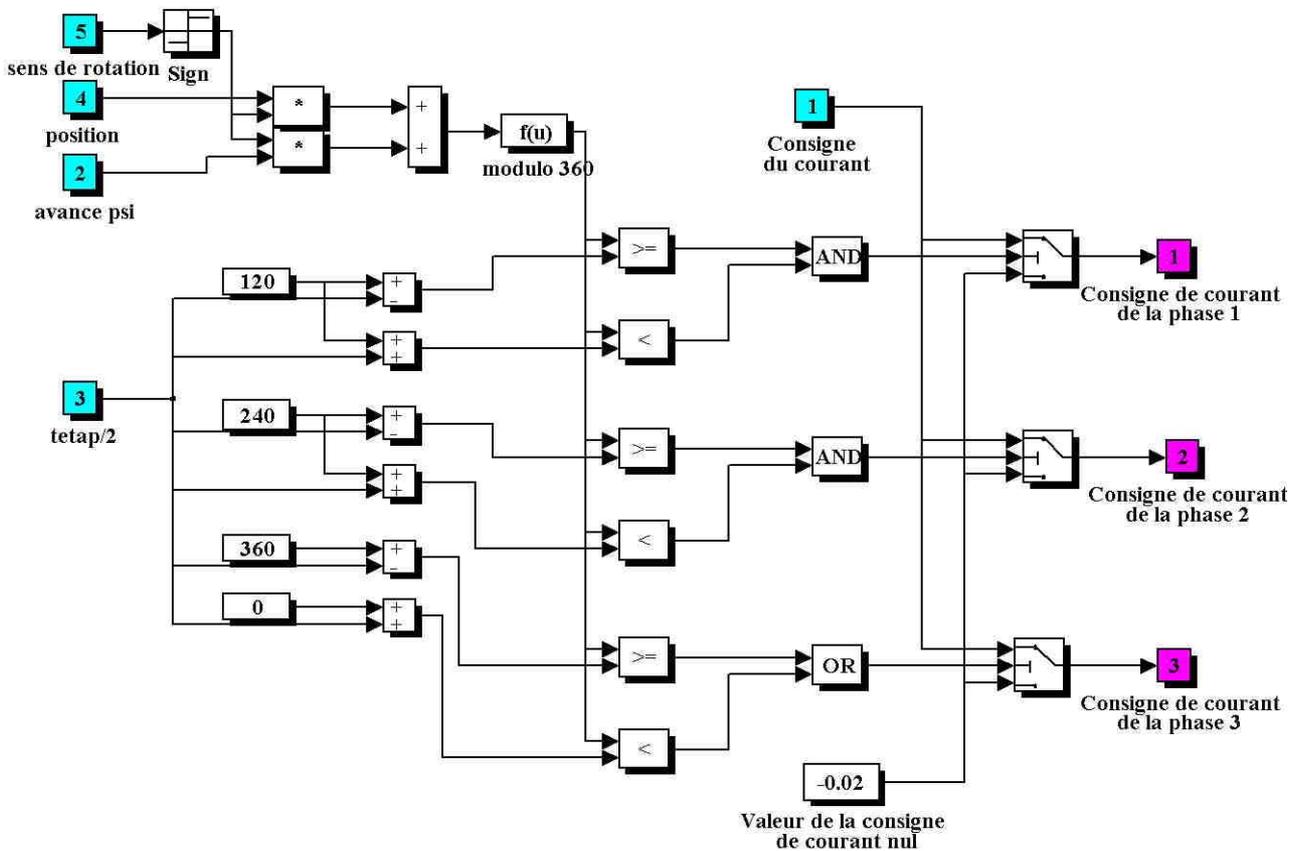


Figure 5.34 - Schéma bloc SIMULINK de l'autopilotage

Le bloc d'autopilotage (cf. figure 5.34) permet de déterminer, en fonction de la position et des angles d'ouverture et d'amorçage, les instants où chacune des phases du moteur doit être alimentée. Ce bloc à donc trois sorties : une par phase. Ces sorties sont soit à 0 : courant nul dans la phase, soit à I_c : courant de consigne dans la phase.

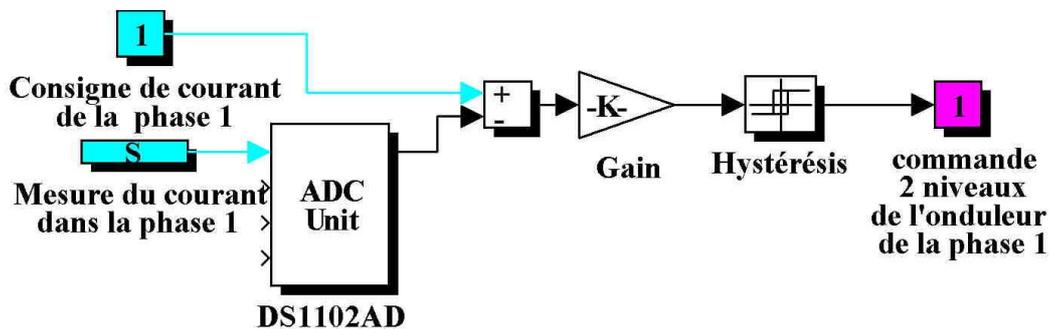


Figure 5.35 - Schéma bloc SIMULINK de la régulation de courant par hystérésis

La régulation de courant est dans un premier cas (cf. figure 5.35) une régulation par hystérésis qui sort directement les signaux de commande de chaque phase.

Ce type de régulation est très simple de mise en œuvre, mais cause des problèmes de vibrations et de bruit. Nous avons donc mis au point deux autres types de régulation plus sophistiqués : MLI 2 niveaux (cf. figure 5.36), et MLI 3 niveaux.

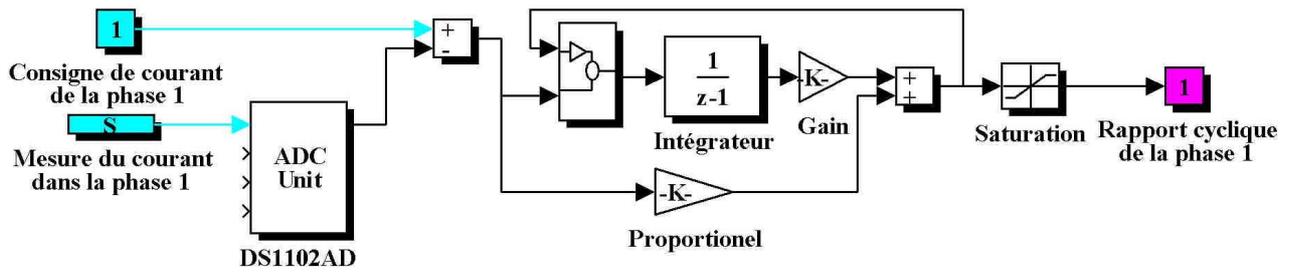


Figure 5.36 - Schéma bloc SIMULINK de la régulation de courant par MLI 2 niveaux

La régulation avec une MLI 3 niveaux (cf. figure 5.37), est un peu plus difficile à mettre en œuvre mais permet d’avoir moins de pertes dans tous les circuits électriques et magnétiques [Hoan 95].

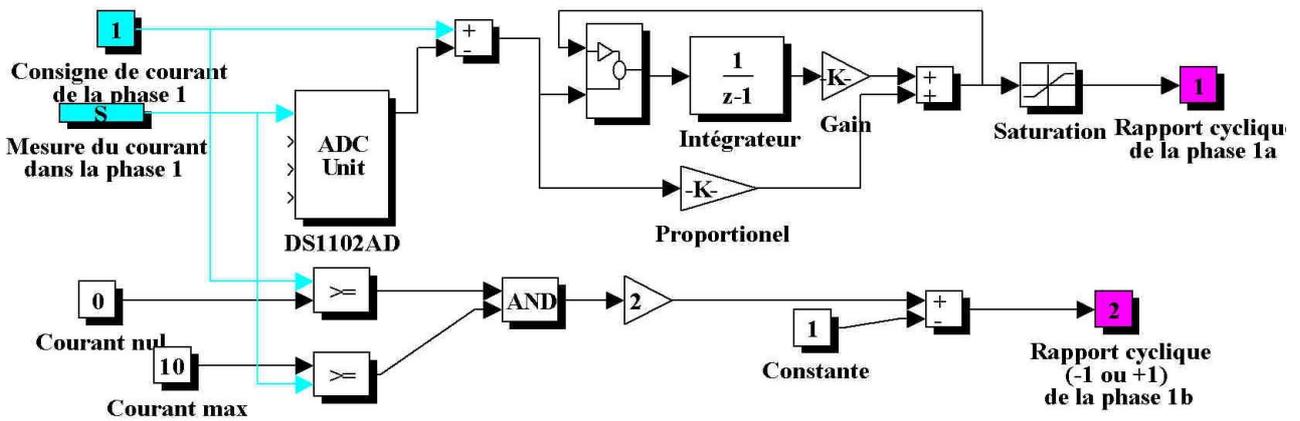


Figure 5.37 - Schéma bloc SIMULINK de la régulation de courant par MLI 3 niveaux

Tous ces systèmes de commande ont été testés sur le banc d’essais, et fonctionnent en l’état.

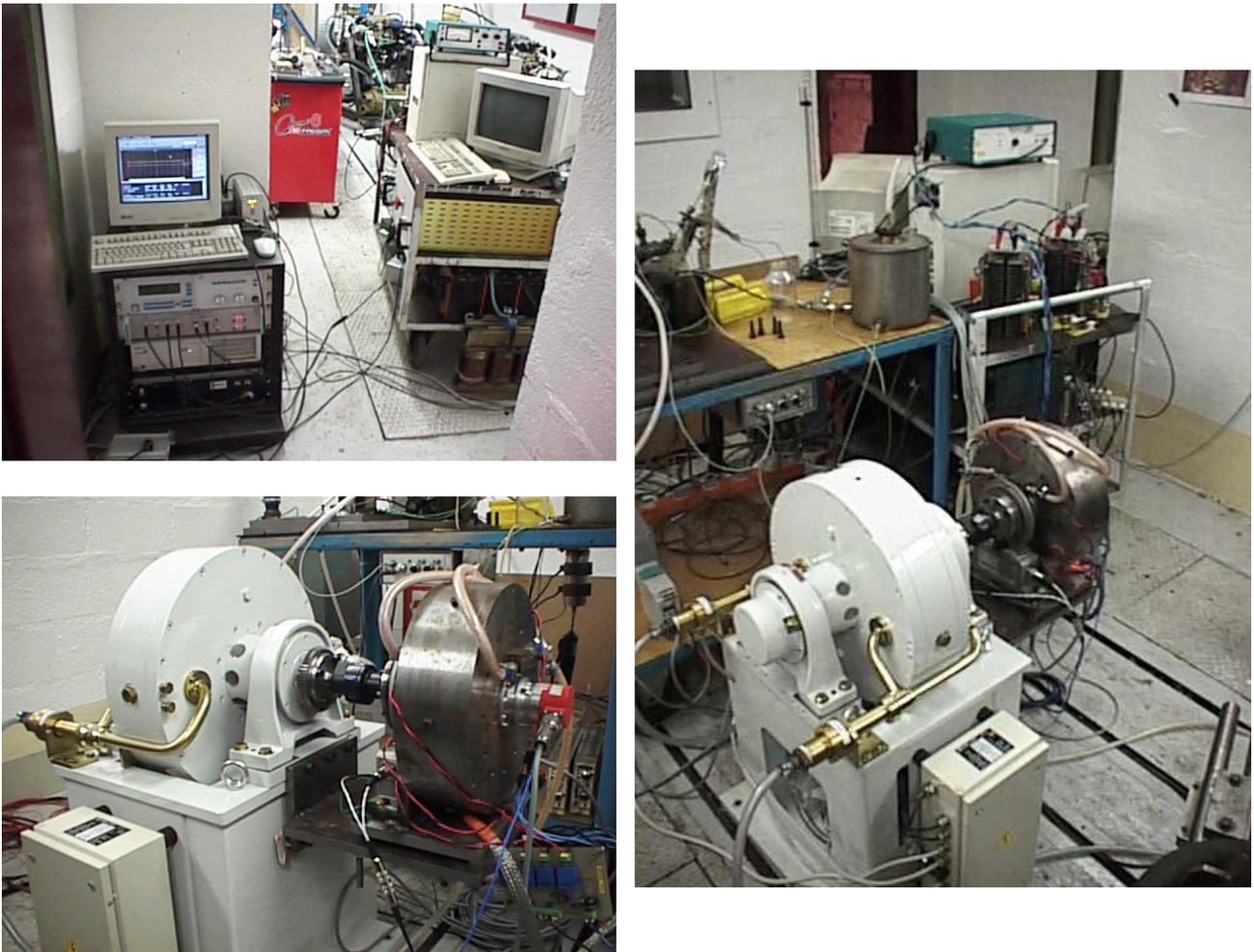


Figure 5.38 - Photos du banc d'essais moteur avec le frein FE-60

5.4.2 Résultats expérimentaux

Il convient tout d'abord de rappeler les objectifs que nous nous sommes fixés pour la maquette. Le **frein** doit avoir un couple de **24 N.m** dès **2000 tr/min** ; le **moteur** doit avoir un couple de **9,6 N.m** jusqu'à une vitesse d'au moins **2000 tr/min**. Il est évident à l'heure actuelle, que la difficulté réside dans la conception et la réalisation d'un rotor qui favorise les deux fonctions en même temps. Nous avons pour le moment effectué des essais avec deux types de rotors qui favorisent chacun un fonctionnement : frein ou moteur.

5.4.2.1 Frein à courants de Foucault avec le rotor massif

Toutes les mesures qui suivent ont été réalisées avec le **rotor massif** en 25 CD 4 par défaut.

- **Performances en couple**

Les performances à couple maximal n'ont pu être observées que lors des essais avec le moteur asynchrone à 1500tr/min. Nous y avons mesuré la valeur du couple pour différents courants.

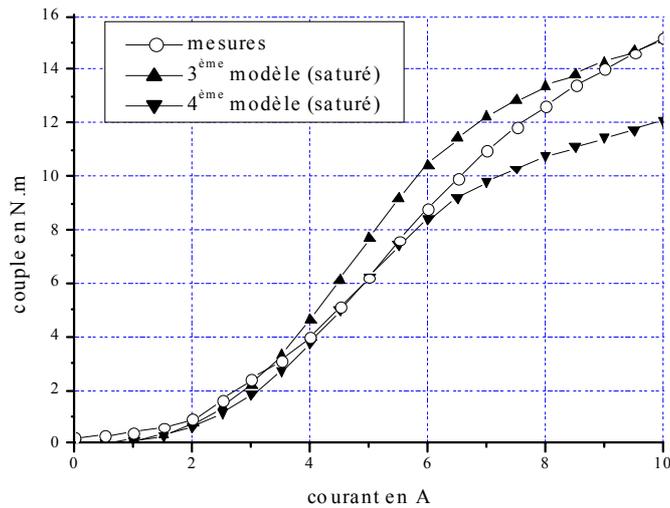


Figure 5.39 - Mesures et modèles du couple de freinage en fonction du courant à 1500tr/min

A 10A, La saturation du circuit magnétique ne semble pas encore atteinte. On peut donc noter un manque d'ampère-tours du frein à courants de Foucault de la maquette. Comme nous l'avons déjà signalé au chapitre 2, l'écart entre les calculs et les mesures est dû essentiellement à une surestimation de la saturation dans le circuit de retour.

Les essais sur le moteur STIHL nous ont permis de prolonger les valeurs de couple des iso-courants 1A et 2A pour des vitesses plus importantes.

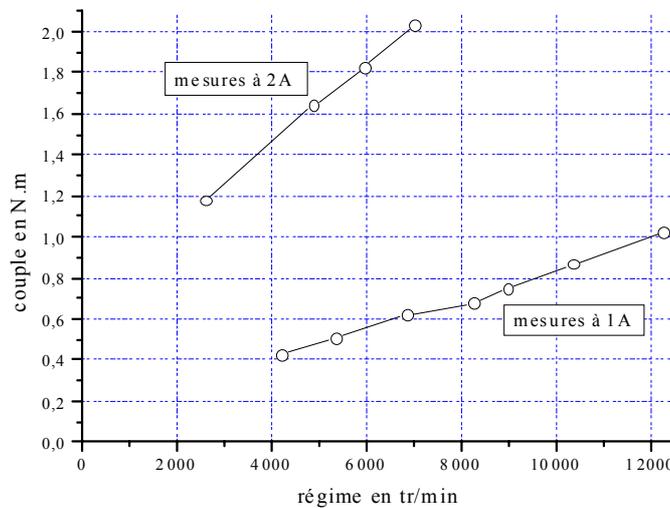


Figure 5.40 - Mesures du couple en fonction du régime à 1A et 2A

Grâce aux modèles exprimés au chapitre 2, nous avons pu extrapoler ces points de mesures afin d'avoir les courbes iso-courants du frein de 0 à 12000tr/min.

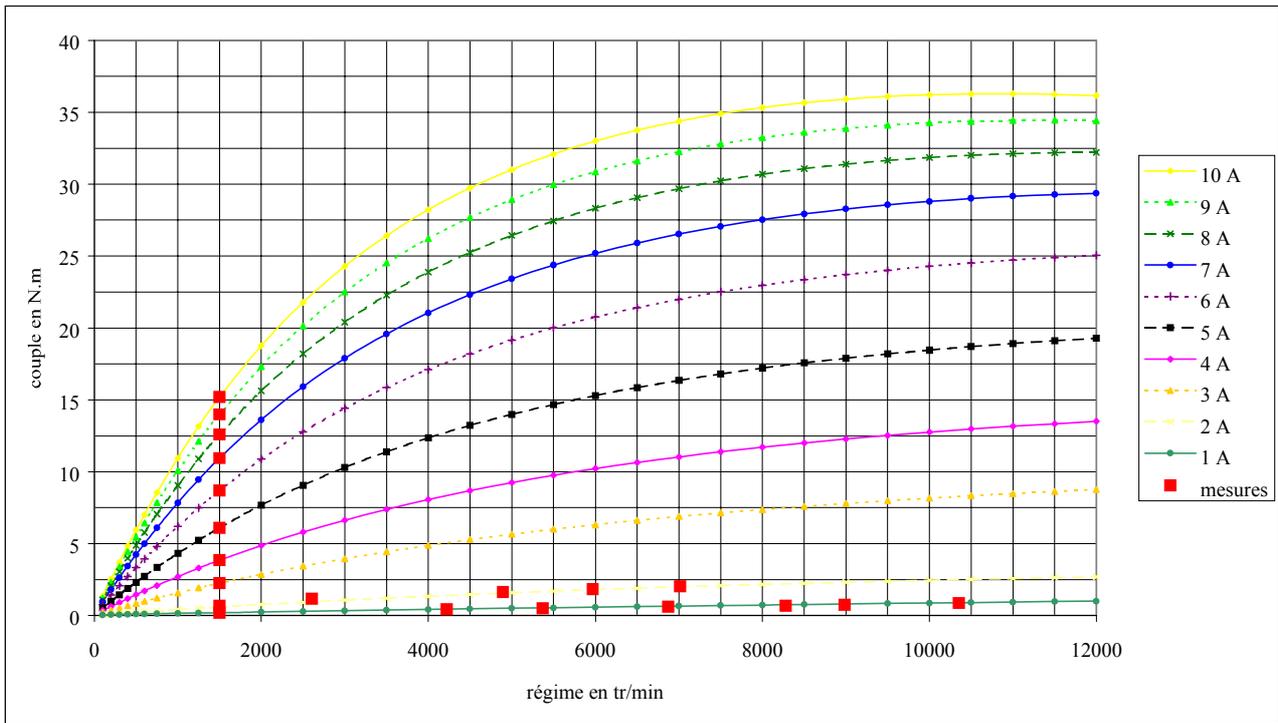


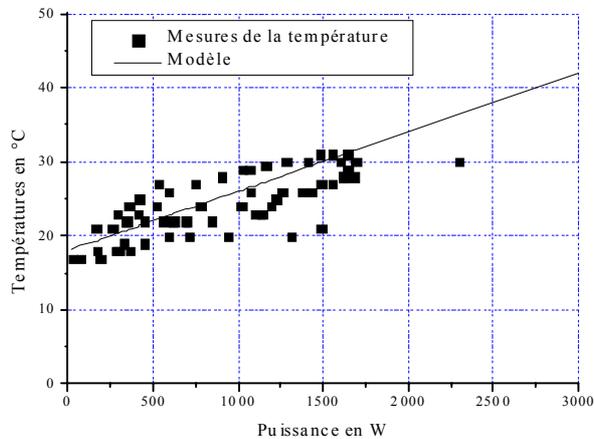
Figure 5.41 - Courbes couple - vitesse extrapolées à iso-courant du frein de la maquette

Nous pouvons constater que nous n'avons pas le couple voulu (24 N.m) dès 2000tr/min mais seulement à 2500tr/min. Mais nous pouvons encore opérer des améliorations, comme le changement du matériau du labyrinthe en 42 CD 4 et l'augmentation du nombre de spires, afin d'obtenir le couple désiré.

Cependant, nous remarquons pour les hauts régimes que le couple peut monter jusqu'à des valeurs aux alentours de 30-35N.m.

• Performances en puissance - températures

Les performances à puissance maximale n'ont pas pu être vérifiées. En effet, lors des essais nous n'avons pas atteint les limites thermiques, car nous avons été limités par la puissance maximale des moteurs utilisés. Cependant, nous avons relevé les températures du labyrinthe pour tous les points mesurés (cf. figure 5.42). Ces points nous permettent, avec un modèle linéaire moyen (cf. équations (5.8)), d'estimer la puissance maximale du frein pour une température maximale de fonctionnement de 150°C.



Figures 5.42 - Températures en fonction de la puissance pour le frein à courants de Foucault de la maquette

Modèle thermique moyen du frein de la maquette :

$$T^{\circ}(\text{C}) = T^{\circ}_{\text{amb}}(\text{C}) + 8 (\text{C/kW}) \cdot P(\text{kW})$$

Le modèle thermique nous prouve que l'on peut monter jusqu'à des puissances de l'ordre de 16kW, pour une température moyenne de fonctionnement de 150°C.

De plus nous pouvons constater que le calcul thermique par éléments finis (cf. figure 5.6) effectué sur un labyrinthe pour un fonctionnement global de 5kW, nous donne une température (à 3mm de la surface entre les deux rainures) de 57°C, qui correspond bien avec le modèle thermique moyen.

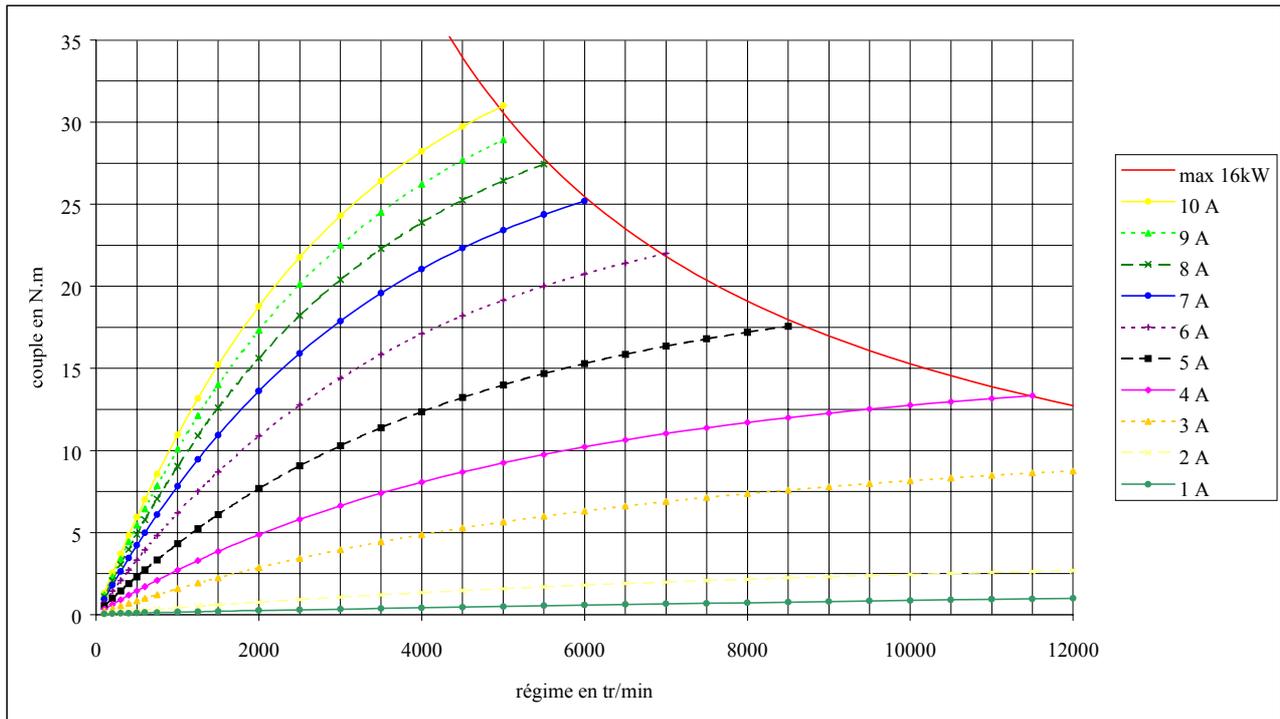


Figure 5.43 - Courbes couple - vitesse limitées en puissance du frein de la maquette

Les puissances d'utilisation du frein semblent donc bien supérieures à ce qui était attendu. L'évolution des puissances maximales de freinage pour le cas des petites puissances est donc aussi à prendre en compte dans le dimensionnement des freins (cf. § 3.4.2). En effet, la relation empirique (cf. § 3.3.1, et équations (3.10)) n'est plus valable dans le cas des faibles puissances (<100kW).

- **Vitesse maximale**

Le frein est prévu pour 12000tr/min pour des raisons mécaniques. Nous avons vérifié par éléments finis que les contraintes subies par le rotor à 12000tr/min restaient bien en dessous des contraintes de résistance élastique du 25 CD 4 (cf. § 3.1.2 et tableau 3.1). Nous pouvons observer ci-dessous les contraintes à 10000tr/min : soit 8,5 daN/mm² de contrainte maximale.

La lame entre les dents permet de bien rigidifier le rotor.

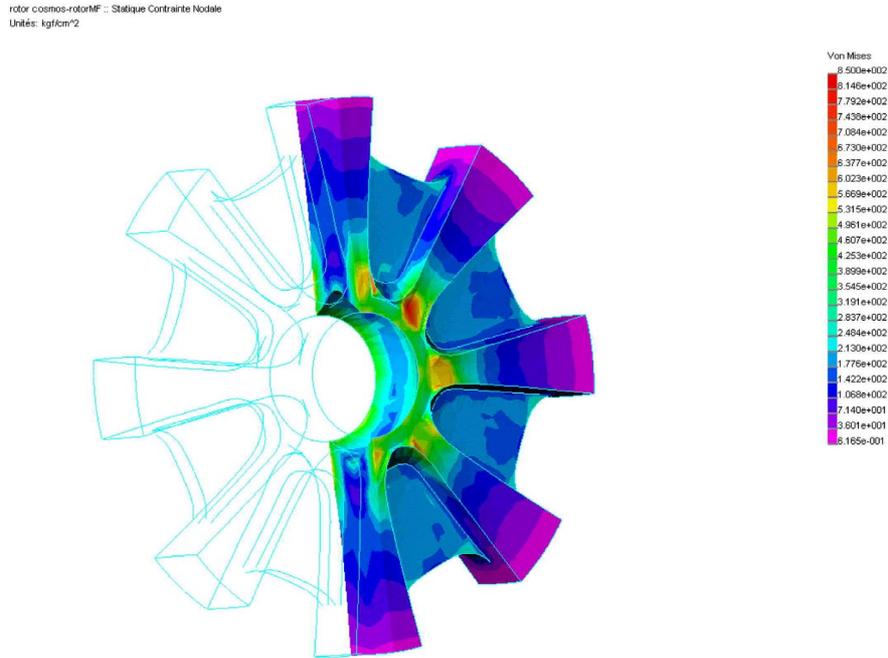


Figure 5.44 - Contraintes du rotor de la maquette du moteur-frein

Les contraintes maximales du rotor à haute vitesse sont situées à la base des dents. Les essais effectués avec le moteur STIHL nous ont permis de tourner sans problème à 12000tr/min en régime permanent (cf. figure 5.40).

- **Couplage magnétique du frein vers le moteur**

Nous avons relevé la tension induite aux bornes d'un bobinage moteur en cours d'utilisation du frein. Ceci nous donne une idée du couplage entre les deux circuits magnétiques.

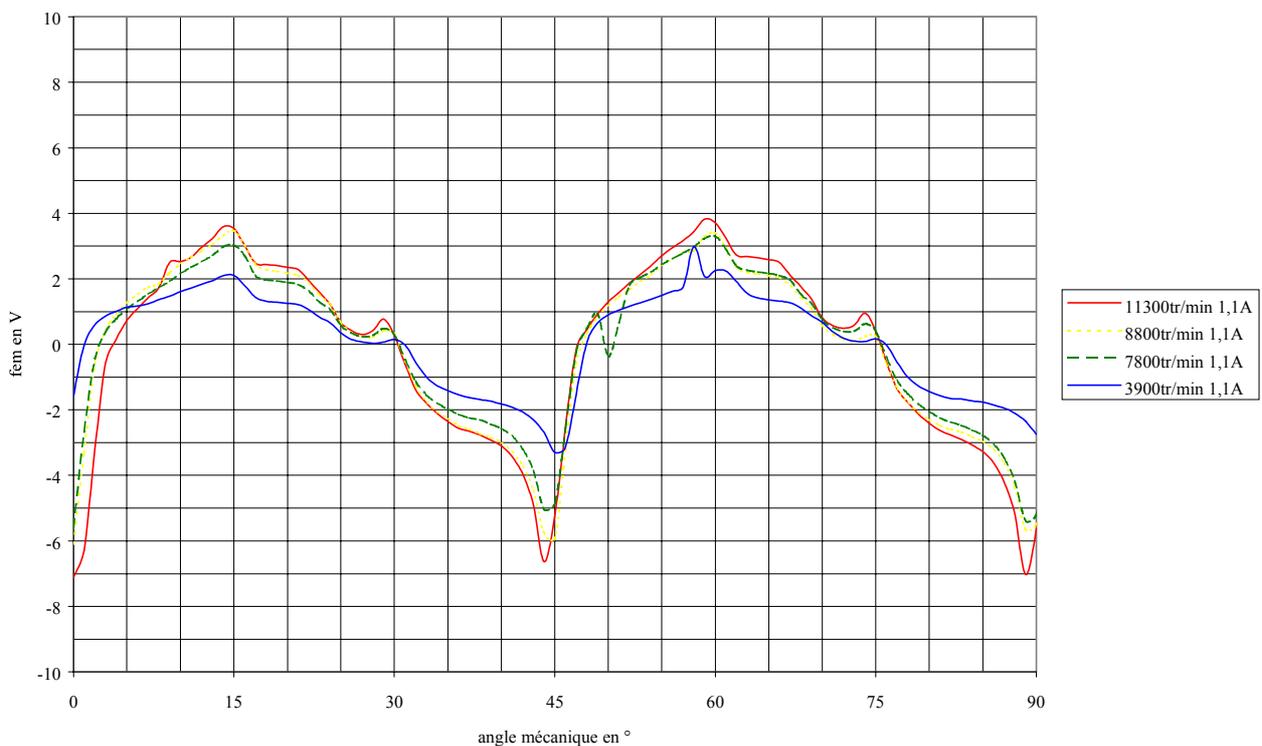


Figure 5.45 - FEM aux bornes d'un bobinage moteur

Vu les résultats obtenus, nous pouvons faire quelques remarques :

- Les deux périodes sur un quart de tour correspondent aux huit dents sur un tour.
- Les tensions relevées sont très inférieures aux tensions qui peuvent être mises en jeu par l'alimentation moteur (> 300V). Le circuit magnétique frein n'influence donc pas directement le système moteur. De plus ce couplage va dans le sens d'un freinage plus important.
- L'allure des fem n'est pas symétrique. Ce phénomène peut s'expliquer par la présence de courants de Foucault dans les dents massives du rotor en vis à vis des dents du stator "moteur".

5.4.2.2 Frein à courants de Foucault avec le rotor feuilleté

Les essais ont été réalisés sur le prototype de frein-moteur accouplé au moteur STIHL. Nous avons pu faire une comparaison entre les deux rotors : un massif en 25 CD 4 et un en fer-silicium 3% feuilleté à 0,5 mm et isolé.

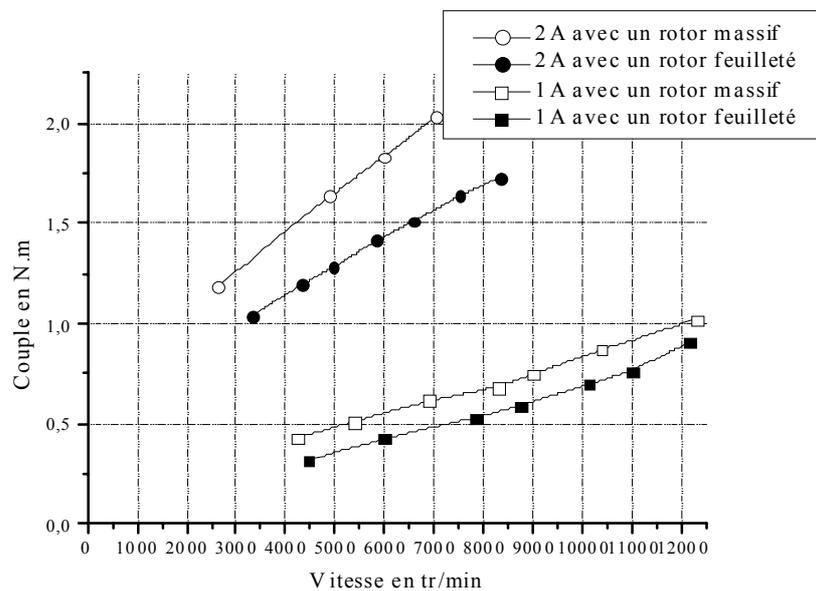


Figure 5.46 - Mesures du couple en fonction du régime à 1A et 2A pour les deux rotors (massif et feuilleté)

Nous pouvons remarquer une baisse générale d'environ 20% de couple dans les mêmes conditions d'utilisation.

Nous pouvons, grâce au modèle, (en estimant la valeur de la perméabilité magnétique du rotor feuilleté), évaluer la courbe maximale du couple en fonction de la vitesse du frein-moteur.

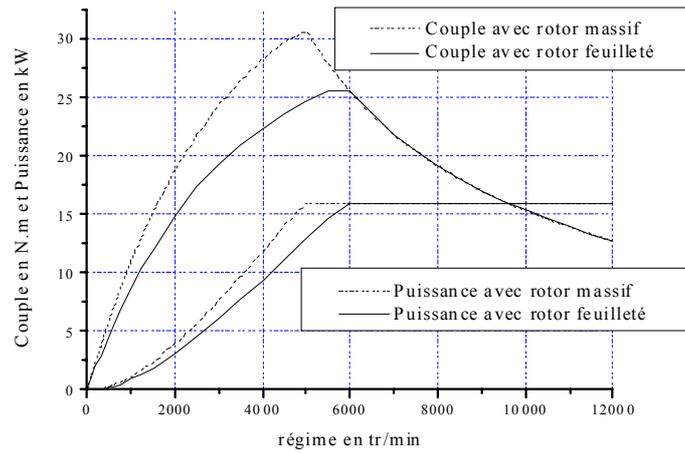


Figure 5.47 - Courbes maximales du couple et de la puissance pour les deux rotors (massif et feuilleté)

La limite à bas régime est obtenue sur le graphe précédent avec un courant de 10A. On observe une perte d'environ 20% du couple avec le rotor feuilleté. Pour revenir à une courbe équivalente à celle obtenue avec un rotor massif, d'après le programme d'aide au dimensionnement, il faut un courant de **15,5A**.

Concernant le couplage entre le frein et le moteur, les relevés de la figure 5.48 montrent que les valeurs de fem sont plus fortes dans le cas du rotor feuilleté.

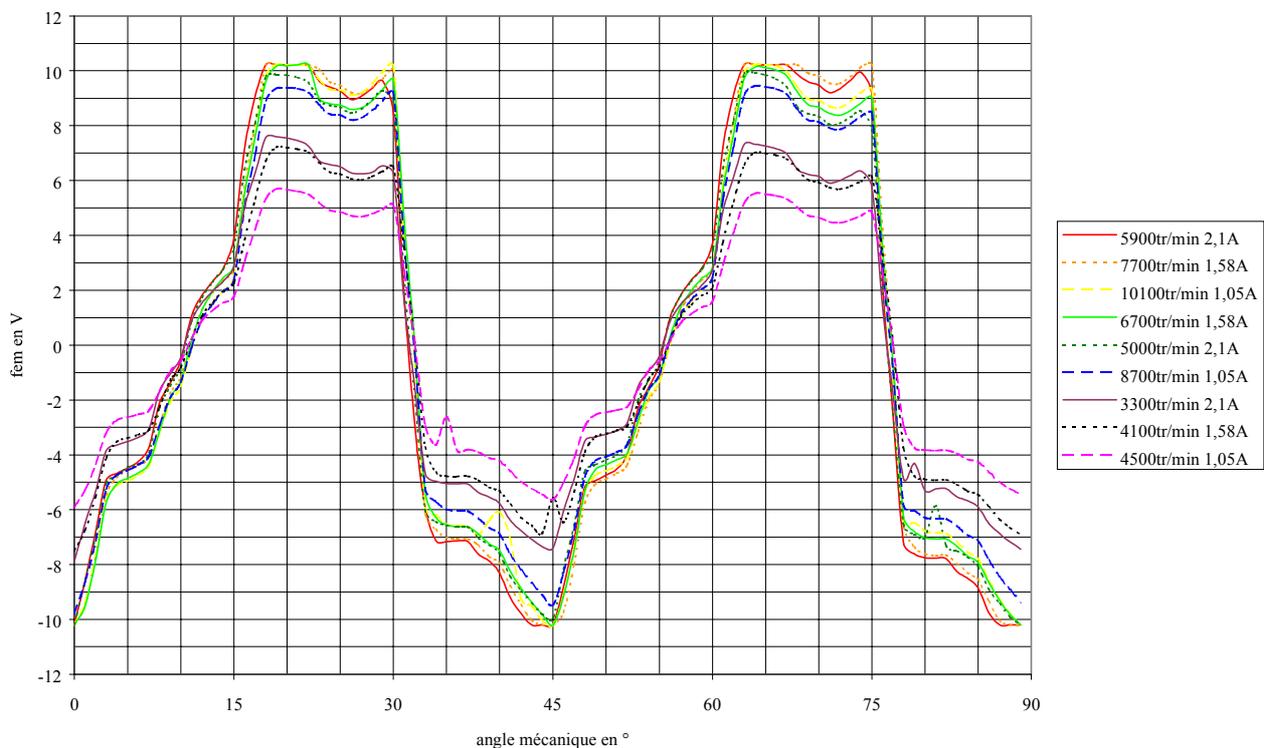


Figure 5.48 - FEM aux bornes d'un bobinage moteur avec le rotor feuilleté

Le rotor feuilleté crée donc beaucoup plus de fuites magnétiques dans les directions radiales (directions du feuilletage). Ceci est dû à l'anisotropie du matériau magnétique qui privilégie fortement les directions radiales à la direction axiale (direction normale aux tôles).

Comparativement au cas du rotor massif, la forme des fem est bien plus symétrique. En effet, le rotor feuilleté empêche la création des courants de Foucault sur l'extrémité des doigts.

5.4.2.3 Moteur à réductance variable avec le rotor feuilleté

Dans un premier temps, nous avons relevé la résistance à froid d'une phase $R_{ph} = 1,36 \Omega$.

• Performances en couple et puissance

Les essais qui suivent, ont été effectués en régulation de courant à tension du bus continu constante à **540V** et avec un angle d'ouverture $\theta_p = 180^\circ$ pour tous les points de la figure 5.49.

L'angle d'amorçage est redéfini pour chaque point afin d'avoir les meilleures performances en couple. La vitesse est régulée avec une boucle PI (DCU 2000) sur la valeur du courant (DES 2000) de la charge (FE-60).

La régulation de courant (moteur) choisie est une MLI 3 niveaux. Elle passe automatiquement en pleine onde lorsque les temps d'ouverture sont trop courts pour que le courant atteigne sa valeur de consigne.

Les courbes, couple maximal - vitesse, obtenues pour différents courants de consigne sont données à la figure 5.49.

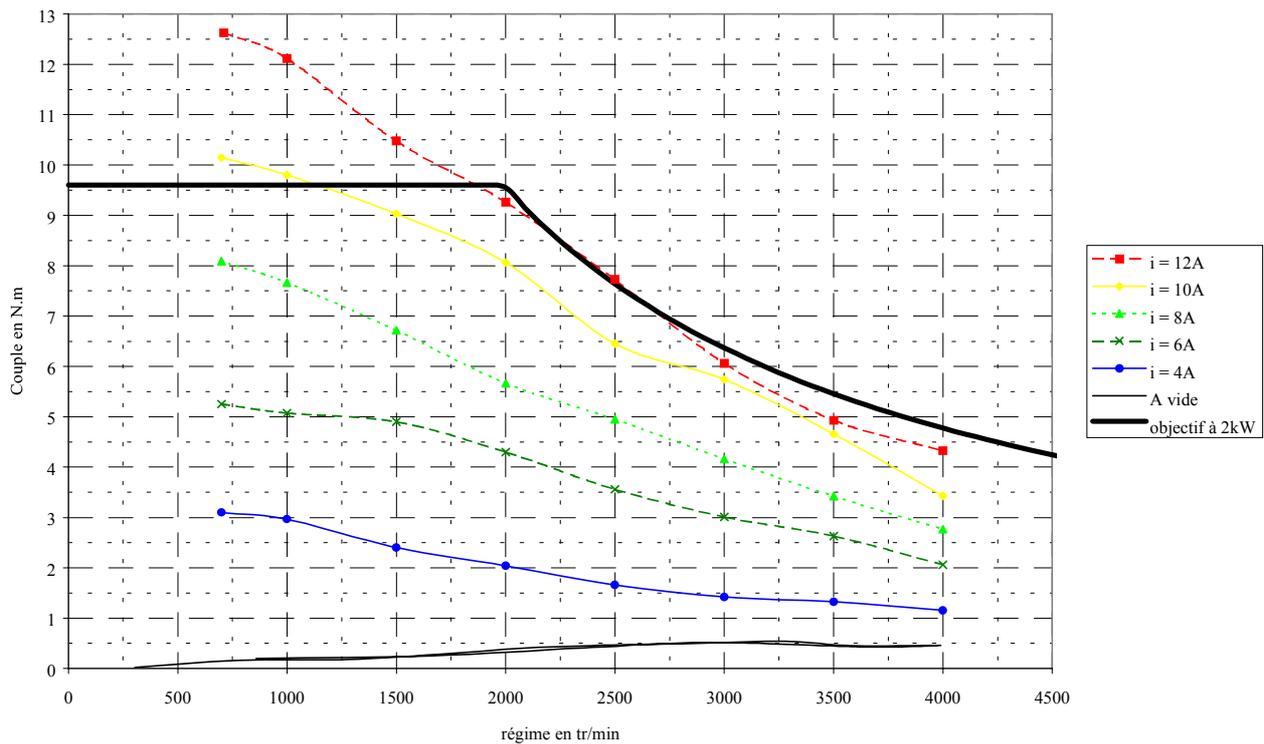


Figure 5.49 - Courbes couple - vitesse du moteur de la maquette ($\theta_p=180^\circ$, $E=540V$, régulation du courant tant que possible, asservissement en vitesse sur la charge, réglage de l'angle d'ouverture pour le meilleur couple)

Nous remarquons que dès 10A, nous arrivons à obtenir des couples supérieurs à la valeur attendue de 10N.m. Ces résultats mettent en évidence que pour 12A, le couple attendu satisfait le cahier des charges pour une vitesse proche de 2000tr/min. La puissance maximale peut être maintenue constante à 1,9kW jusqu'à 4000tr/min.

Nous allons maintenant nous intéresser au couplage entre le moteur et le frein, afin d'évaluer la possibilité de pertes par courants de Foucault dans les labyrinthes du frein.

- **Couplage magnétique du moteur vers le frein**

C'est le couplage le plus gênant, car il s'oppose directement à l'effort moteur. Non seulement cela crée des pertes par courants de Foucault supplémentaires, mais ces courants s'opposent à l'établissement du courant dans chacune des phases du moteur.

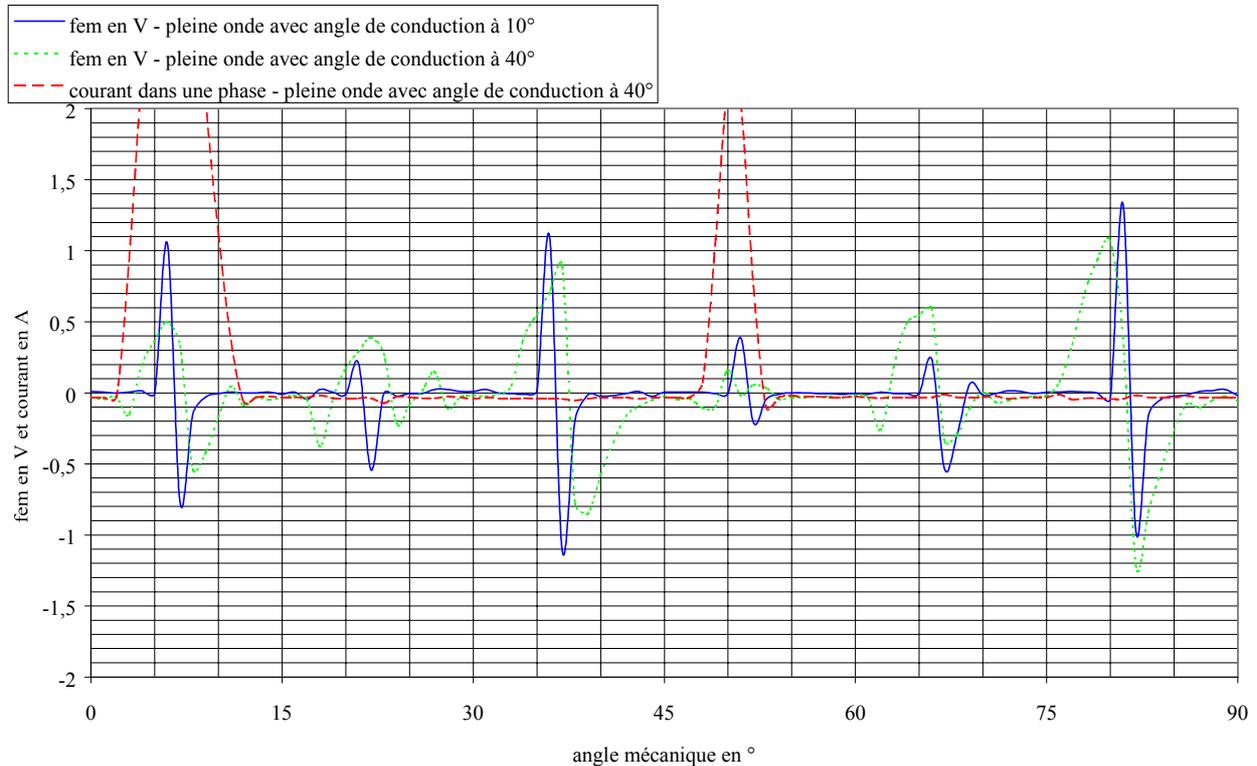


Figure 5.50 - Fem aux bornes du bobinage frein pour un fonctionnement moteur en pleine onde

Cette figure nous permet de bien observer sur un quart de tour, les six impulsions que génère le moteur sur le bobinage frein. En effet, lorsqu'on est en régulation de courant avec des angles d'ouverture plus importants (recouvrement entre les phases), comme sur la figure suivante, les fem sont beaucoup plus chaotiques.

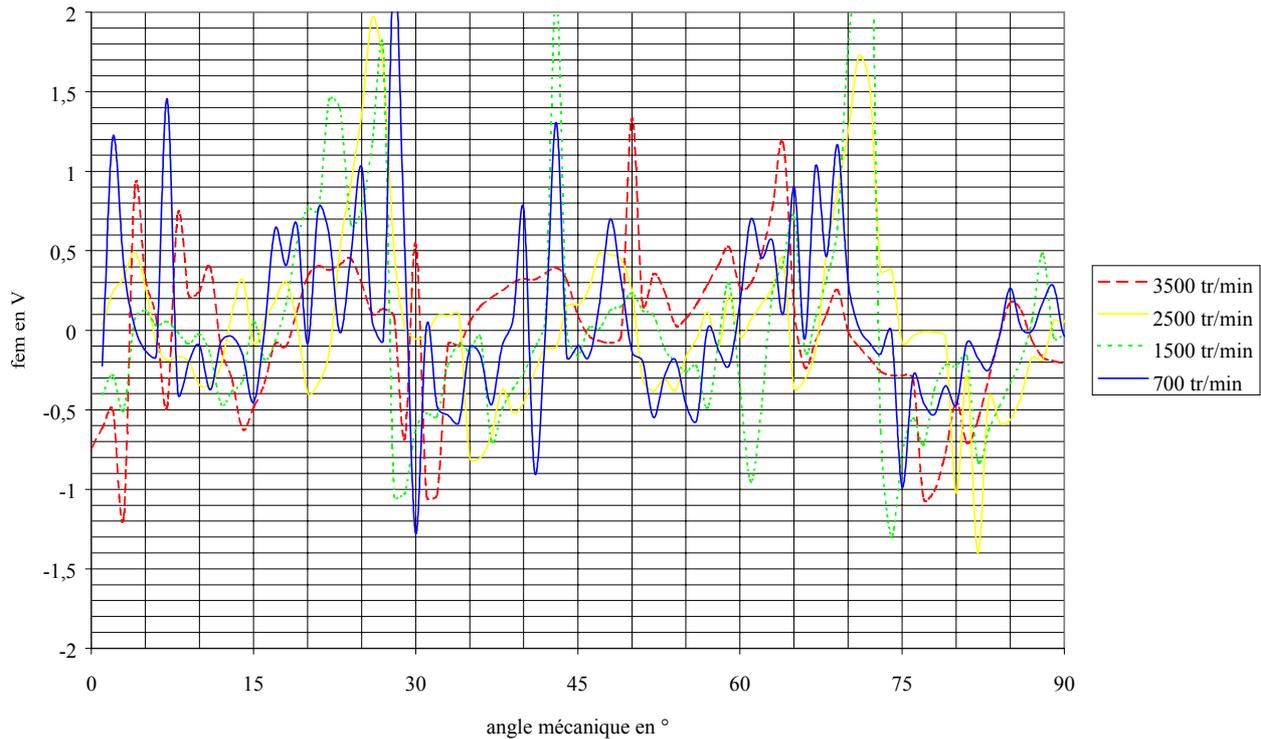


Figure 5.51 - Fem aux bornes du bobinage frein pour un fonctionnement moteur en régulation de courant

Le signal est très bruité. On peut néanmoins observer que la valeur maximale des fem est qualitativement inférieure à 2V. Il n'y a donc pas un couplage important entre les deux circuits magnétiques.

Afin de mieux estimer les pertes du moteur, nous relevons les puissances à l'entrée et à la sortie de celui-ci.

- **Bilan des puissances**

Des thermocouples sont placés sur les labyrinthes de la partie frein (entre les rainures du système de refroidissement) afin d'observer les éventuels courants de Foucault dans les labyrinthes dus au couplage magnétique du moteur vers le frein. Nous avons observé des augmentations de température très faibles ($<3^{\circ}\text{C}$).

Nous avons aussi relevé les pertes dans la machine par différence entre la puissance électrique (mesurée sur une phase à l'aide d'un wattmètre à aiguille de bande passante 20kHz, et multipliée par trois), et la puissance mécanique utile (mesurée sur l'arbre par un couplemètre et un capteur de vitesse).

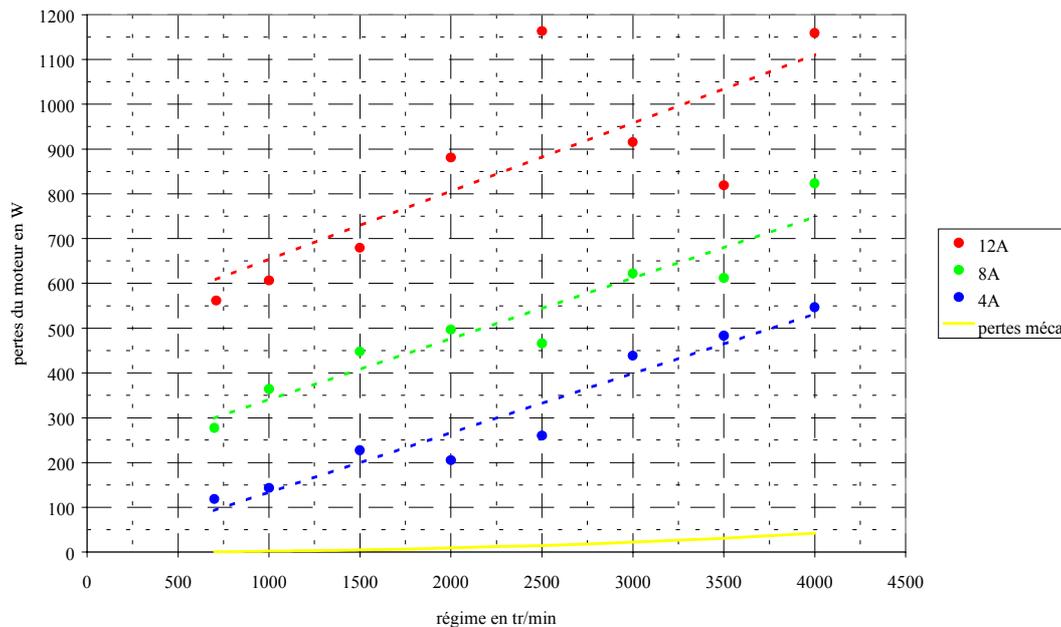


Figure 5.52 - Pertes dans le moteur pour chaque point de mesure

De plus, les pertes Joule sont estimées à 35W à 4A, 150W à 8A et 350W à 12A.

Nous remarquons que les pertes, pour une vitesse inférieure à 4000tr/min, sont linéaires par rapport à la vitesse, et donc à la fréquence, ce qui est classique des pertes liées à l'hystérésis.

Les pertes du moteur peuvent être en partie évacuées par le système de refroidissement à air par la ventilation créée par le rotor qui envoie de l'air le long des dents, des bobinages et du stator, et aussi, dans une moindre mesure, par le système de refroidissement du frein.

De plus, le fait qu'il n'y ait pas encore de pertes par courants de Foucault observables, nous rassure quant à l'inaction des labyrinthes de la partie "frein à courants de Foucault" sur le moteur. Apparemment il n'y a pas de pertes par courants de Foucault notables dans la partie frein.

Pourtant l'importance des pertes est à noter. Elle peut provenir de la qualité du matériau, et des qualités intrinsèques de la structure 6/8 [Hoan 95] et de la stratégie de commande qui a consisté à la maximisation du couple moteur et non à celle du rendement.

Toutes ces pertes provoquent un rendement faible du système moteur et convertisseur. Nous pouvons constater un rendement du moteur variant entre 60 et 72%.

- **Limite des essais effectués**

Nous notons un autre problème directement lié aux essais : la qualité de la commande par la carte DSPace. En effet celle-ci est limitée dans notre cas à 4kHz. C'est pourquoi nous remarquons les variations du couple (cf. figure 5.49) d'une vitesse à l'autre (surtout à grande vitesse).

En effet à 4000tr/min, $f_e=533\text{Hz}$. Pour une fréquence de hachage à 4kHz nous n'avons que 8 périodes de hachage sur une période électrique. L'angle d'amorçage (avance) est donc précis à 5° mécaniques près (soit 45° électriques). C'est aussi une des raisons pour lesquelles nous avons sur la figure qui suit, des valeurs d'angles à l'amorçage (optimales en couple) qui dépendent peu de la valeur de la consigne de courant mais beaucoup plus de la vitesse (par rapport au modèle, cf. figure 5.28)

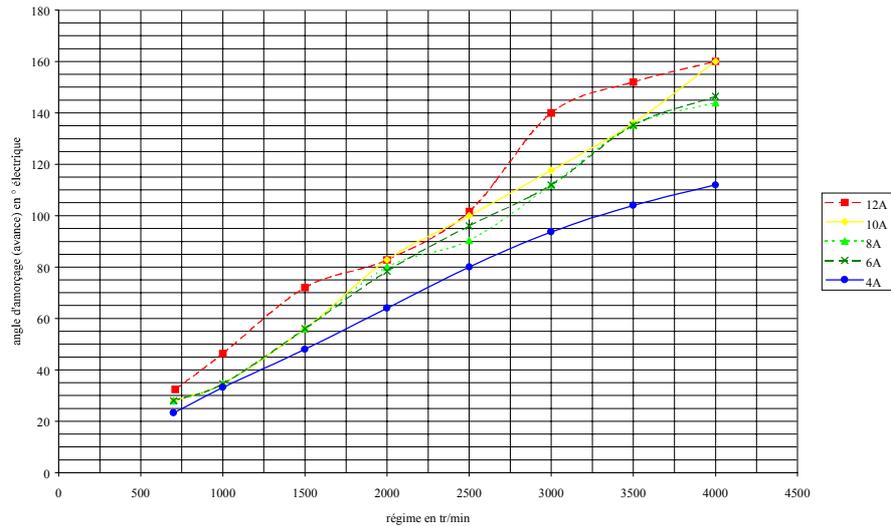


Figure 5.53 - Angle d'amorçage (ou avance) optimal pour le couple pour chaque point de mesure

De plus nous avons pu constater à haut régime (2500 à 4000 tr/min), des formes d'onde de courants différentes d'une période à l'autre. Nous pouvons donc incriminer directement ce problème à la limitation en fréquence de la carte de commande et au fait que les angles de commandes ne sont précis qu'à 45° électrique près à 4000 tr/min.

Ainsi il nous reste à compléter et améliorer les essais, afin de pouvoir conclure sur les performances complètes de la maquette.

Il nous reste alors à :

- mesurer les caractéristiques intrinsèques de la MRV (cf. § 5.2.1.2, flux en fonction de la position du courant et de la fréquence)
- améliorer les performances de la commande de la MRV
- étudier la MRV en mode générateur afin de connaître ces qualités de freinage

5.4.2.4 Moteur à réductance variable avec le rotor massif

Comme dans le cas du rotor feuilleté, nous avons pu tracer les courbes couple-vitesse du moteur de la maquette avec le rotor massif.

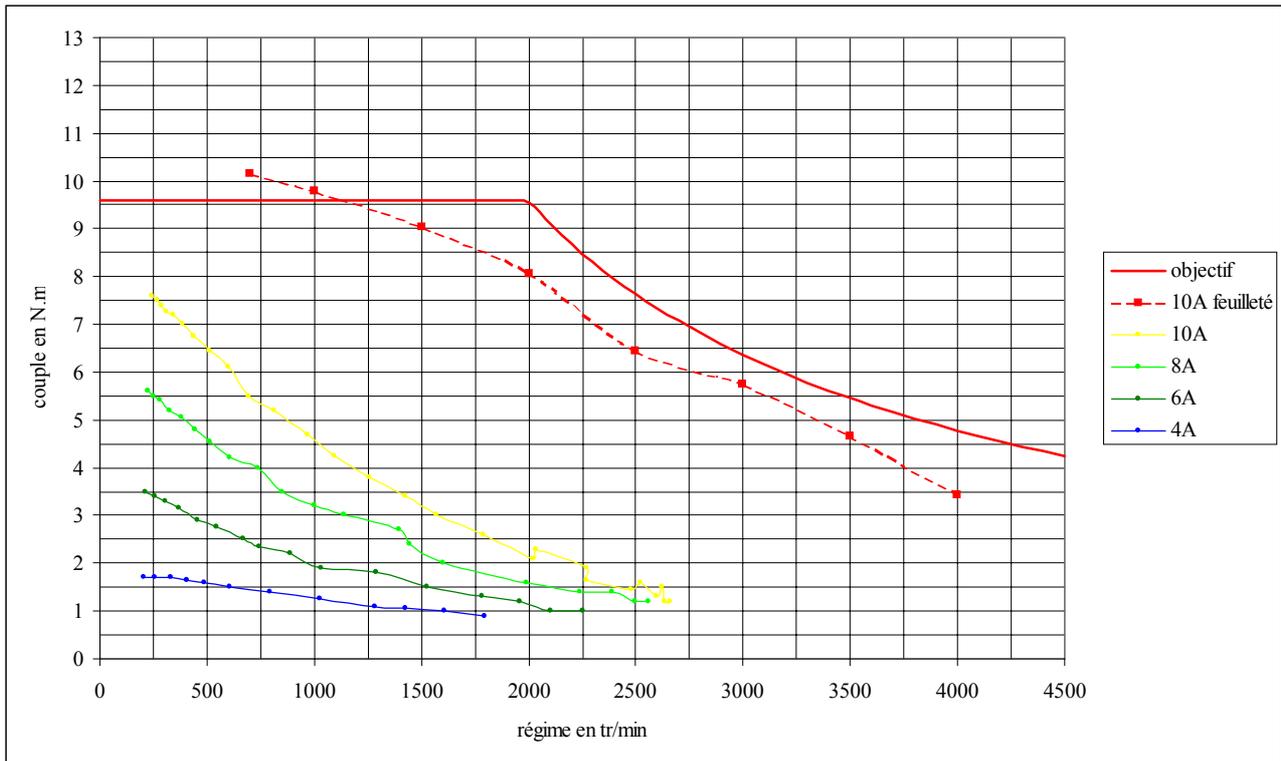


Figure 5.54 - Courbes couple-vitesse de la partie moteur du prototype avec le rotor massif

Les relevés montrent que la puissance désirée n'est pas atteinte. Nous avons au maximum seulement 0,5kW avec une consigne de 10A.

Par ailleurs, le couple obtenu à vitesse très faible correspond mieux aux attentes du cahier des charges ; mais celui-ci chute de façon impressionnante avec la vitesse. En effet, le rotor massif accentue énormément les courants induits en son sein. Or, les courants de Foucault créent non seulement des pertes qui diminuent considérablement le rendement (cf. figure 5.55) mais créent aussi une chute de l'inductance en position de conjonction (phénomène d'écran : le flux ne pénètre plus dans la dent rotorique). Les courants de Foucault augmentent avec la vitesse. La variation d'inductance diminue donc avec la vitesse. Or, le couple est proportionnel à la variation de l'inductance.

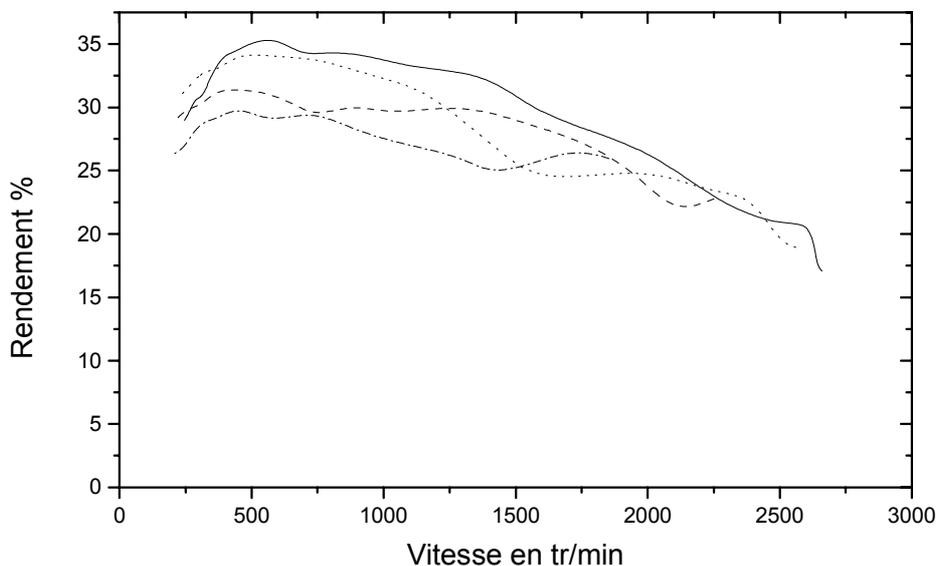


Figure 5.55 - Rendement global $P_{méca}/EI$ avec le rotor massif

Nous remarquons également la valeur catastrophique du rendement (de l'ordre de 30%). Les pertes sont surtout localisées sur l'extrémité des dents comme nous avons pu le remarquer sur le rotor après démontage. En effet, les températures atteintes ont fait changer la coloration de l'extrémité des dents (cf. figure 5.56).



Figure 5.56 - Extrémité des dents du rotor massif après utilisation en moteur

Les températures observées sur le thermocouple du labyrinthe "frein" ont augmenté de $+20^{\circ}\text{C}$ par rapport à la température ambiante ($+3^{\circ}\text{C}$ avec le rotor feuilleté et $P_{\text{méca}} = 2\text{kW}$). Les pertes par courants de Foucault sont donc très importantes à l'extrémité des dents en acier massif 25 CD 4.

CONCLUSION

Le chapitre 5 nous a permis d'expliquer le dimensionnement de la maquette de moteur-frein intégré et d'en connaître un peu plus précisément ses performances.

Nous avons commencé le chapitre en expliquant les choix du dimensionnement. Nous avons tenté de rendre totalement indépendants les deux stators, machine et frein, tout en utilisant le même rotor. Le dimensionnement a donc consisté à intégrer ensemble les deux stators et à faire en sorte que chacun reste, autant que possible, dans une structure standard de frein et de machine à réluctance classique. Toute la difficulté du dimensionnement est dans le rotor. C'est cette partie active qui subit toutes les contraintes électromagnétiques du frein et de la machine à réluctance variable ainsi que les contraintes mécaniques (l'inertie doit être la plus faible possible). Ce rotor a donc, comme nous l'avons vu dans ce chapitre, quelques particularités. Par rapport à un frein, on a diminué le nombre de dents, changé leur forme, rajouté une lame, élargi le rotor. Par rapport à une machine à réluctance variable, on a diminué la largeur du rotor, et augmenté la profondeur (ou la hauteur) des dents.

La maquette a été réalisée au sein du groupe D2T à TRAPPES et sous-traité à THRIGE pour les bobinages et parties feuilletées.

Nous avons ensuite estimé théoriquement les performances du moteur à réluctance variable, qui semble alors convenir à un cahier des charges, que nous nous sommes fixés arbitrairement. Le modèle de la machine à réluctance variable, devra à l'avenir, tenir compte de la structure discoïdale du rotor en réalisant le calcul par éléments finis magnéto-statique, en 3D.

Nous sommes passés ensuite aux essais. Pour la partie frein, nous avons pu tester les performances en couple et en vitesse maximale (12000tr/min) et estimer une puissance maximale de 16kW. Cette puissance est bien au-delà de ce qu'on prévoyait lors du dimensionnement, mais elle reste à vérifier expérimentalement par des essais plus poussés.

Pour la partie motrice, les essais sont concluants et proches du cahier des charges jusqu'à une vitesse de 4000tr/min. Au-delà, la commande du moteur n'étant pas assez performante, nous n'avons pas pu monter en vitesse.

De plus les mesures effectuées concernant le couplage magnétique entre le moteur et frein, ont montré la bonne cohabitation des deux fonctions. Elles prouvent ainsi la faisabilité technique du dispositif développé.

Il reste aussi à travailler sur le système de commande et sur la réversibilité de la machine à réluctance variable afin de quantifier les qualités de freinage de la maquette. Le but est ainsi à terme d'utiliser simplement le moteur-frein existant dans un banc dynamique.

De plus, si la structure du moteur-frein ne semble pas remise en cause par les essais, on peut encore prévoir la conception et la fabrication d'un rotor permettant le bon fonctionnement des deux systèmes. Le passage de flux dans des axes différents nécessite un rotor assemblé de différents feuilletages ou d'un mélange feuilleté - massif (cf. annexe A.4) ou encore de l'utilisation de poudres magnétiques.

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Le travail présenté dans ce mémoire concerne les moteurs-freins à réluctance variable et à courants de Foucault. Ceux-ci sont destinés aux bancs d'essais de moteurs thermiques afin d'en déterminer les performances statiques et dynamiques à partir de cycles de fonctionnement pré-établis.

Le travail effectué tente de répondre principalement à trois attentes :

- L'analyse critique des freins à courants de Foucault existants ;
- L'élaboration de modèles de dimensionnement et d'optimisation de ces freins ;
- La conception d'un moteur-frein intégré et le test de sa viabilité technique.

Pour répondre à ces attentes, des études de modélisation, de conception et d'expérimentation ont été réalisées. Ces études ainsi que les principaux résultats obtenus sont résumés dans ce qui suit.

Après un bref rappel de la problématique des bancs d'essais de moteurs thermiques, nous avons tout d'abord précisé les deux types de bancs de charges utilisés dans la caractérisation des moteurs thermiques. Ensuite, une étude critique des freins existants est réalisée. Celle-ci a concerné, en particulier, les freins standard d'une puissance de freinage de 220 kW. Il s'agissait ici de tester ces freins aussi bien en terme de performances maximales (puissance, vitesse, refroidissement), qu'en terme de qualité de couple développé. Les résultats issus de cette étude ont permis de montrer en premier lieu les limites du système de refroidissement et d'en proposer des améliorations sous la forme d'une architecture mieux adaptée. En second lieu, ils ont mis en évidence les causes des traînées en couple constatées. Ils en ont proposé les améliorations en terme de stratégies d'alimentation afin de minimiser voire d'éliminer ce problème.

Une fois cette étude critique effectuée, il a fallu développer des modèles de dimensionnement des freins permettant d'analyser qualitativement et quantitativement les choix industriels adoptés tels que le type de matériaux, le nombre de dents rotoriques ou la forme de ces dernières. Nous proposons ainsi des améliorations sur ces différents paramètres fondamentaux, au travers d'un outil d'aide au dimensionnement préalablement établi. Plusieurs modèles ont été développés, de fiabilité et de complexité progressive. Ces modèles sont basés essentiellement sur une approche analytique. L'utilisation d'outils entièrement numériques de type éléments finis est certes possible, mais néanmoins très lourde quant à son exploitation dans une étude paramétrique et d'optimisation. Ainsi, nous avons commencé par la modélisation électromagnétique des matériaux, couplée à la température. Puis nous nous sommes concentrés sur le problème majeur du calcul magnéto-dynamique des courants de Foucault dans un milieu magnétique saturable. La prise en compte de la saturation est indispensable, et les solutions proposées, tenant compte de la non-linéarité, de la RMI et des effets 3D, sont très encourageantes. Les courbes de couple à forts courants sont valables à 20% près sur toute la gamme de vitesses.

Une étude paramétrique rapide a ainsi pu être effectuée. Cette étude est basée d'une part, sur les modèles électromagnétiques développés et d'autre part, sur les différents essais effectués sur les freins existants, (pour ce qui est des aspects mécaniques et thermiques).

Ainsi, pour les aspects électromagnétiques, nous avons mis en évidence des optima, pour le nombre de dents rotor, la largeur des dents et l'épaisseur du rotor. De plus, le travail effectué sur la modélisation des matériaux (circuit de retour, labyrinthe, rotor) nous a aussi permis d'optimiser leurs paramètres.

Pour les aspects thermo-mécaniques, nous avons pu identifier des modèles moyens concernant la surface des labyrinthes, la hauteur des dents rotoriques, l'entrefer mécanique et la température en fonction de la puissance du frein.

S'aidant de ces différents modèles, nous avons ainsi élaboré une méthodologie de dimensionnement des freins à courants de Foucault homopolaires pour un cahier des charges donné. Cette méthodologie a été appliquée à un frein de 220kW. Les performances en couple et en puissance (thermique) obtenues sont nettement améliorées par rapport à l'existant.

Ayant des modèles de dimensionnement relativement fiables concernant la fonction frein, nous nous sommes alors intéressés à la conception d'un moteur-frein réalisant les deux fonctions exigées pour un banc de charges réversible, à savoir moteur et frein. Une étude topologique a été tout d'abord proposée, relative aux différentes solutions techniques possibles : solutions intégrées et solutions séparées. Nous nous sommes intéressés par la suite aux solutions qui semblent les mieux adaptées à la fonction demandée. Ces solutions utilisent un frein à courants de Foucault discoïde et/ou une machine à réluctance variable à double saillance cylindrique intégrée au premier ou séparée. A même cahier des charges, une étude comparative sommaire de ces solutions a été alors effectuée. Les grandeurs de comparaison ont été la masse des parties tournantes, la longueur d'arbre et enfin l'inertie rotorique. Les résultats de cette étude ont mis en évidence l'avantage de la solution "intégrée", en terme de minimisation des masses et de la longueur d'arbre, (donc une tenue mécanique meilleure), malgré une inertie plus importante. C'est donc cette solution que nous avons retenue pour la conception d'un moteur-frein.

Une maquette de faible puissance originale [Drec 00], reposant sur la solution topologique retenue, a été alors étudiée, réalisée puis expérimentée. Ainsi, sur la base d'un cahier des charges arbitraire, un pré-dimensionnement de la fonction moteur (MRV) a été réalisé utilisant une approche analytique simple. Pour vérifier les performances théoriques statiques de la géométrie obtenue, nous avons utilisé des simulations éléments finis 2D non-linéaires. Concernant ces performances dynamiques, nous avons utilisé un code de simulation sous l'environnement MATLAB/SIMULINK développé au LESIR. Pour la partie frein, les différents modèles et la méthodologie de dimensionnement élaborés durant la première partie de cette thèse nous ont permis de définir rapidement les principales caractéristiques du frein.

Un banc d'essai a été alors développé comprenant les alimentations de puissance des deux fonctions et la commande de la MRV. Les premiers résultats obtenus sont satisfaisants. Ils ont ainsi montré que, malgré quelques soucis pratiques rencontrés pour atteindre les hautes vitesses (>4000tr/min), celui-ci est en mesure de répondre à nos attentes. De plus, la coexistence des deux fonctions utilisant le même rotor semble très satisfaisante et prouve la faisabilité technique d'un tel dispositif.

Il est bien évident que beaucoup de travail reste à faire, en particulier, sous la forme d'améliorations, de perfectionnements ou encore d'études prospectives.

Ainsi, concernant tout d'abord les aspects scientifiques, nous pouvons citer notamment :

- La mise à l'épreuve de la modélisation magnéto-dynamique proposée. En effet, nous avons pu remarquer que l'erreur du modèle par rapport aux essais est principalement due à la qualité de la modélisation magnétique du matériau. Le cycle du matériau et la variation de la perméabilité incrémentale en fonction de la fréquence, sont des phénomènes qui ne sont pas modélisés analytiquement et qui peuvent encore moins s'intégrer dans les équations du calcul des courants de Foucault. Les modèles proposés tenant compte de la saturation magnétique locale doivent être mis à l'épreuve sur des structures plus classiques de l'électrotechnique (ex : tore), en utilisant des méthodes usuelles de caractérisation des matériaux et de leurs pertes magnétiques.
- L'amélioration de la caractérisation electro-magnéto-thermique des matériaux utilisés dans la réalisation des freins ;

- La recherche d'un modèle thermique fiable prenant en compte notamment les grandeurs liées au système de refroidissement du frein ;
- L'implantation dans un seul outil de dimensionnement de tous les modèles développés dans cette thèse.
- L'amélioration de la commande de la MRV dont les performances sont aujourd'hui limitées par celles de la carte de commande DSPace. D'autre part, il semble que la structure de la MRV choisie 6/8 soit moins performante en terme de pertes qu'une structure 12/8. Il est donc nécessaire d'effectuer une analyse critique sur le choix que nous avons fait ;
- L'optimisation du rotor du moteur-frein intégré, en vue de meilleures performances globales frein et moteur.

Concernant les perspectives technico-industrielles, il faut noter qu'à l'heure actuelle, les motoristes utilisent toujours des freins à courants de Foucault pour les bancs d'essais "statiques" non réversibles. Ceux-ci restent encore les plus performants pour cette application. Or, le groupe D2T est maintenant capable de concevoir et fabriquer sa propre gamme de freins à courants de Foucault qui a commencé par un frein de 220kW.

Pour le cas des bancs dynamiques réversibles, nous n'avons pas encore de solution définitive de moteur-frein intégré exploitable en 220kW. La machine asynchrone, qui commence à prendre une part plus importante sur le marché, propose toujours des performances dynamiques impressionnantes (10000tr/min/s en accélération) grâce à sa puissance motrice et cela, malgré son inertie importante. De plus, la longueur de son rotor reste un inconvénient notable pour les problèmes de vibrations. La solution du frein à courants de Foucault associé à un moteur à courant continu n'a l'avantage que du prix, car ses performances dynamiques pourraient être bien améliorées avec n'importe quelle autre machine électrique à courant alternatif (asynchrone, synchrone, à réluctance variable) bien optimisée. L'inertie pourrait descendre de 0,35kg.m² à environ 0,25kg.m². La solution du moteur-frein intégré a les avantages d'une conception maîtrisée en interne, d'un rotor plus court et d'une masse tournante plus faible. L'inertie n'est cependant pas aussi faible que nous l'attendions.

Nous avons tenté d'indiquer sur le tableau ci-dessous les performances actuelles et les évolutions possibles de différents bancs de charge dynamiques.

	Machine électrique réversible	Moteur et frein séparés	Moteur-frein intégré
solution actuelle	Machine asynchrone 220kW	Frein à CdF 220 kW et Moteur à CC 70kW	
prix	1 MF	650 kF	
P moteur	220 kW	70 kW	
régime max	9000 tr/min	7500 tr/min	
inertie	0,55 kg.m ²	0,35 kg.m ²	
accélération	10000 tr/min/s	2500 tr/min/s	
évolutions	Machine à réluctance variable 220 kW ?	Frein à CdF 220 kW et Moteur asynchrone ou à réluctance variable 75 kW	Frein à CdF 150 kW et Moteur à réluctance variable 75 kW
prix		?	?
P moteur		75 kW	75 kW
régime max		9000 tr/min	9000 tr/min
inertie		0,25 kg.m ²	0,32 kg.m ²
accélération		≈ 7500 tr/min/s	≈ 6000 tr/min/s

Les solutions nouvelles ont un avantage certain si elles peuvent rivaliser en coût avec la solution du frein à courants de Foucault associé avec le moteur à courant continu.

ANNEXES

A.1	CALCUL DU POTENTIEL VECTEUR DANS LE CADRE DU 2 ^{EME} MODELE	207
A.2	ALPHA ET BETA	211
A.3	ERREUR DUE AU DEVELOPPEMENT LINEAIRE	212
A.4	ROTORS DE MOTEUR-FREIN	214

A.1 CALCUL DU POTENTIEL VECTEUR DANS LE CADRE DU 2^{EME} MODELE

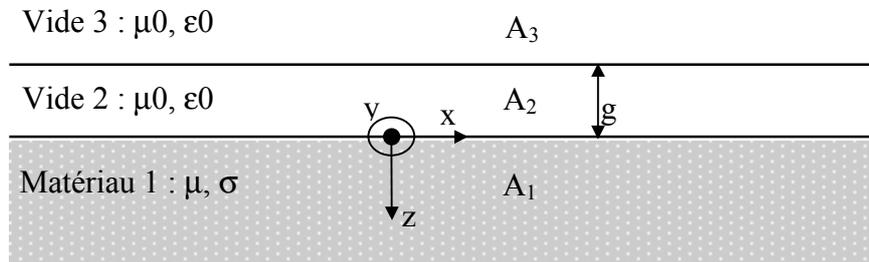


Figure A.1 - Coupe schématique des différents milieux

Sur la surface $z=-g$, la densité de courant surfacique admet comme expression :

$$J_{Sy} = \hat{J}_S \cos\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt - x)\right)$$

On cherche donc à calculer la forme des courants de Foucault dans le matériau 1.

- En séparant l'espace en trois parties, les équations de Poisson dans les trois milieux de l'espace s'écrivent :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial^2 A_1}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_1}{\partial z^2} = \mu_0 \mu_r \sigma \frac{\partial A_1}{\partial t} \\ \frac{\partial^2 A_2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_2}{\partial z^2} = 0 \\ \frac{\partial^2 A_3}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_3}{\partial z^2} = 0 \end{array} \right.$$

- Avec comme conditions aux limites :

$$\left\{ \begin{array}{l} A_1(z = \infty) = 0 \\ \frac{\partial A_1}{\partial x} = \frac{\partial A_2}{\partial x} \quad (z = 0) \\ \frac{1}{\mu_r} \frac{\partial A_1}{\partial z} - \frac{\partial A_2}{\partial z} = 0 \quad (z = 0) \\ \frac{\partial A_2}{\partial x} = \frac{\partial A_3}{\partial x} \quad (z = -g) \\ \frac{\partial A_2}{\partial z} - \frac{\partial A_3}{\partial z} = \mu_0 J_S \quad (z = -g) \\ A_3(z = -\infty) = 0 \end{array} \right.$$

Nous supposons que le potentiel vecteur A (en complexe) sera de la forme :

$$A(x, z, t) = Y(z) e^{i\left(\frac{2\pi}{\tau}(vt - x)\right)}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \frac{\partial A}{\partial t} = i \frac{2\pi v}{\tau} Y(z) e^{i \left(\frac{2\pi}{\tau} (vt-x) \right)} \\ \frac{\partial A}{\partial x} = -i \frac{2\pi}{\tau} Y(z) e^{i \left(\frac{2\pi}{\tau} (vt-x) \right)} \\ \frac{\partial^2 A}{\partial x^2} = -\frac{4\pi^2}{\tau^2} Y(z) e^{i \left(\frac{2\pi}{\tau} (vt-x) \right)} \\ \frac{\partial A}{\partial z} = Y'(z) e^{i \left(\frac{2\pi}{\tau} (vt-x) \right)} \\ \frac{\partial^2 A}{\partial z^2} = Y''(z) e^{i \left(\frac{2\pi}{\tau} (vt-x) \right)} \end{cases}$$

- D'après les équations de Poisson, on a donc :

$$\begin{cases} Y_1'' = \frac{2\pi}{\tau} \left(\frac{2\pi}{\tau} + i\mu_0\mu_r\sigma v \right) Y_1 \\ Y_{2,3}'' = \frac{4\pi^2}{\tau^2} Y_{2,3} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} Y_1(z) = C_1 e^{(\alpha+i\beta)z} + D_1 e^{-(\alpha+i\beta)z} \\ Y_2(z) = C_2 e^{\frac{2\pi}{\tau}z} + D_2 e^{-\frac{2\pi}{\tau}z} \\ Y_3(z) = C_3 e^{\frac{2\pi}{\tau}z} + D_3 e^{-\frac{2\pi}{\tau}z} \end{cases}$$

$$\text{avec } (\alpha+i\beta)^2 = \frac{4\pi^2}{\tau^2} + i\mu_0\mu_r\sigma v \frac{2\pi}{\tau}$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} \alpha^2 - \beta^2 = \frac{4\pi^2}{\tau^2} \\ 2\alpha\beta = \mu_0\mu_r\sigma v \frac{2\pi}{\tau} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \alpha = \sqrt{\sqrt{\frac{4\pi^4}{\tau^4} + \frac{\pi^2\mu_0^2\mu_r^2\sigma^2v^2}{\tau^2}} + \frac{2\pi^2}{\tau^2}} \\ \beta = \sqrt{\sqrt{\frac{4\pi^4}{\tau^4} + \frac{\pi^2\mu_0^2\mu_r^2\sigma^2v^2}{\tau^2}} - \frac{2\pi^2}{\tau^2}} \end{cases}$$

- Les conditions aux limites nous permettent d'écrire :

$$A_1(z = \infty) = 0 \quad \Rightarrow \quad C_1 = 0$$

$$A_3(z = -\infty) = 0 \quad \Rightarrow \quad D_3 = 0$$

$$\frac{\partial A_1}{\partial x} = \frac{\partial A_2}{\partial x} (z=0) \quad \Rightarrow \quad D_1 = C_2 + D_2$$

$$\frac{1}{\mu_r} \frac{\partial A_1}{\partial z} - \frac{\partial A_2}{\partial z} = 0 (z=0) \Rightarrow -D_1 \frac{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}{\mu_r} e^{i \text{Arc tan} \left(\frac{\beta}{\alpha} \right)} = C_2 \frac{2\pi}{\tau} - D_2 \frac{2\pi}{\tau}$$

$$\frac{\partial A_2}{\partial x} = \frac{\partial A_3}{\partial x} (z=-g) \Rightarrow C_2 e^{-\frac{2\pi}{\tau} g} + D_2 e^{\frac{2\pi}{\tau} g} = C_3 e^{-\frac{2\pi}{\tau} g}$$

$$\frac{\partial A_2}{\partial z} - \frac{\partial A_3}{\partial z} = \mu_0 J_S (z=-g) \Rightarrow C_2 e^{-\frac{2\pi}{\tau} g} - D_2 e^{\frac{2\pi}{\tau} g} - C_3 e^{-\frac{2\pi}{\tau} g} = \frac{\tau}{2\pi} \mu_0 J_S$$

$$\Rightarrow \begin{cases} D_1 = C_2 + D_2 \\ D_1 = \frac{2\pi}{\tau} \frac{\mu_r}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}} e^{-i \text{Arc tan} \left(\frac{\beta}{\alpha} \right)} (D_2 - C_2) \\ C_3 = C_2 + D_2 e^{\frac{4\pi}{\tau} g} \\ C_3 = C_2 - D_2 e^{\frac{4\pi}{\tau} g} - \frac{\tau}{2\pi} \mu_0 J_S e^{\frac{2\pi}{\tau} g} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} D_2 = -\frac{\tau}{4\pi} \mu_0 J_S e^{-\frac{2\pi}{\tau} g} \\ C_2 = D_2 \left(\frac{\frac{2\pi}{\tau} \frac{\mu_r}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}} e^{-i \text{Arc tan} \left(\frac{\beta}{\alpha} \right)} - 1}{\frac{2\pi}{\tau} \frac{\mu_r}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}} e^{-i \text{Arc tan} \left(\frac{\beta}{\alpha} \right)} + 1} \right) \\ D_1 = -\mu_0 J_S e^{-\frac{2\pi}{\tau} g} \frac{\frac{\mu_r}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}} e^{-i \text{Arc tan} \left(\frac{\beta}{\alpha} \right)}}{\frac{2\pi}{\tau} \frac{\mu_r}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}} e^{-i \text{Arc tan} \left(\frac{\beta}{\alpha} \right)} + 1} \\ C_3 = D_2 \left(e^{\frac{4\pi}{\tau} g} + \frac{\frac{2\pi}{\tau} \frac{\mu_r}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}} e^{-i \text{Arc tan} \left(\frac{\beta}{\alpha} \right)} - 1}{\frac{2\pi}{\tau} \frac{\mu_r}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}} e^{-i \text{Arc tan} \left(\frac{\beta}{\alpha} \right)} + 1} \right) \end{cases}$$

• Or :

$$\begin{aligned}
& \frac{2\pi}{\tau} \frac{\mu_r}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}} e^{-i \text{Arc tan} \left(\frac{\beta}{\alpha} \right)} + 1 = \left(\frac{2\pi}{\tau} \frac{\alpha \mu_r}{\alpha^2 + \beta^2} + 1 \right) - i \frac{2\pi}{\tau} \frac{\beta \mu_r}{\alpha^2 + \beta^2} \\
& = \sqrt{\left(1 + \frac{2\pi}{\tau} \frac{\alpha \mu_r}{\alpha^2 + \beta^2} \right)^2 + \frac{4\pi^2}{\tau^2} \frac{\beta^2 \mu_r^2}{(\alpha^2 + \beta^2)^2}} e^{-i \text{Arc tan} \left(\frac{1}{\frac{\alpha}{\beta} + \frac{\tau}{2\pi} \frac{\alpha^2 + \beta^2}{\beta \mu_r}} \right)} \\
& = \sqrt{1 + \frac{4\pi}{\tau} \frac{\mu_r}{\alpha^2 + \beta^2} \left(\alpha + \frac{\pi}{\tau} \mu_r \right)} e^{i \left(\text{Arc tan} \left(\frac{\alpha}{\beta} + \frac{\tau}{2\pi} \frac{\alpha^2 + \beta^2}{\beta \mu_r} \right) - \frac{\pi}{2} \right)} \\
& = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}} \sqrt{\left(\frac{2\pi}{\tau} \mu_r + \alpha \right)^2 + \beta^2} e^{i \left(\text{Arc tan} \left(\frac{\alpha}{\beta} + \frac{\tau}{2\pi} \frac{\alpha^2 + \beta^2}{\beta \mu_r} \right) - \frac{\pi}{2} \right)}
\end{aligned}$$

- On a donc :

$$A_1(x, z, t) = \frac{\mu_0 \mu_r \hat{J}_s e^{-\frac{2\pi}{\tau} g}}{\sqrt{\left(\frac{2\pi}{\tau} \mu_r + \alpha \right)^2 + \beta^2}} e^{-\alpha z} e^{i \left(\frac{2\pi}{\tau} (vt - x) - \beta z + \text{Arc tan} \left(\frac{\alpha}{\beta} + \frac{2\pi \mu_r}{\tau \beta} \right) \right)}$$

A.2 ALPHA ET BETA

$$\alpha^2 - \beta^2 = \frac{4\pi^2}{\tau^2}$$

$$\alpha\beta = \frac{\pi\mu_0\mu_r\sigma v}{\tau}$$

$$\alpha = \sqrt{\sqrt{\left(\frac{4\pi^4}{\tau^4} + \frac{\pi^2\mu_0^2\mu_r^2\sigma^2 v^2}{\tau^2}\right)} + \frac{2\pi^2}{\tau^2}}$$

$$\beta = \sqrt{\sqrt{\left(\frac{4\pi^4}{\tau^4} + \frac{\pi^2\mu_0^2\mu_r^2\sigma^2 v^2}{\tau^2}\right)} - \frac{2\pi^2}{\tau^2}}$$

$$\alpha = \frac{\sqrt{2}\pi}{p} \sqrt{\sqrt{\left(1 + \frac{\mu_0^2\mu_r^2\sigma^2 v^2 \tau^2}{4\pi^2}\right)} + 1}$$

$$\beta = \frac{\sqrt{2}\pi}{p} \sqrt{\sqrt{\left(1 + \frac{\mu_0^2\mu_r^2\sigma^2 v^2 \tau^2}{4\pi^2}\right)} - 1}$$

$$\alpha = \sqrt{\sqrt{\left(\frac{1}{\delta_p^4} + \frac{1}{\delta_f^4}\right)} + \frac{1}{\delta_p^4}}$$

$$\beta = \sqrt{\sqrt{\left(\frac{1}{\delta_p^4} + \frac{1}{\delta_f^4}\right)} - \frac{1}{\delta_p^4}}$$

$$\alpha = \frac{1}{\delta_p} \sqrt{\sqrt{\left(1 + \frac{\delta_p^4}{\delta_f^4}\right)} + 1}$$

$$\beta = \frac{1}{\delta_p} \sqrt{\sqrt{\left(1 + \frac{\delta_p^4}{\delta_f^4}\right)} - 1}$$

en fait :

$$\delta_f \leq \delta_p$$

$$\Rightarrow \alpha \approx \beta \approx \frac{1}{\delta_f}$$

$$\delta_f = \sqrt{\frac{\tau}{\pi\mu_0\mu_r\sigma v}}$$

$$\delta_p = \frac{\tau}{\sqrt{2}\pi}$$

$$\alpha^2 - \beta^2 = \frac{2}{\delta_p^2}$$

$$\alpha\beta = \frac{1}{\delta_f^2}$$

A.3 ERREUR DUE AU DEVELOPPEMENT LINEAIRE

$$B_{z0} = \hat{B}_{z0} e^{-\frac{z}{\delta}} \cos(\omega t - N_d \theta - \beta z)$$

$$\text{rotE} = -\frac{\partial B}{\partial t}$$

$$\text{rotE} = \begin{pmatrix} \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \theta} - \frac{\partial E_\theta}{\partial z} \\ \frac{\partial E_r}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial r} \\ \frac{\partial z}{\partial r} \frac{\partial E_\theta}{\partial r} - \frac{1}{r} \frac{\partial E_r}{\partial \theta} \end{pmatrix}$$

$$\frac{1}{r} \frac{\partial E_r}{\partial \theta} = \frac{\partial B}{\partial t}$$

$$\frac{\partial E_r}{\partial \theta} = -\omega r \hat{B}_{z0} e^{-\frac{z}{\delta}} \sin\left(\omega t - N_d \theta - \frac{z}{\delta}\right)$$

$$J_r = \sigma E_r = -\sigma \frac{\omega r}{N_d} \hat{B}_{z0} e^{-\frac{z}{\delta}} \cos\left(\omega t - N_d \theta - \frac{z}{\delta}\right)$$

$$P = \frac{1}{T} \int_T \iiint \frac{J^2}{\sigma} r dr d\theta dz dt$$

$$P = \frac{1}{T} \int_T \iiint \frac{\sigma \omega^2}{N_d^2} \hat{B}_{z0}^2 r^3 e^{-2\frac{z}{\delta}} \cos^2\left(\omega t - N_d \theta - \frac{z}{\delta}\right) dr d\theta dz dt$$

$$\frac{1}{T} \int_T \int_0^{2\pi} \cos^2\left(\omega t - N_d \theta - \frac{z}{\delta}\right) d\theta dt = \pi$$

$$\int_0^{z_{\max}} e^{-2\frac{z}{\delta}} dz = \frac{\delta}{2} \left(1 - e^{-2\frac{z_{\max}}{\delta}}\right)$$

$$\int_{R_{\min}}^{R_{\max}} r^3 dr = \frac{1}{4} (R_{\max}^4 - R_{\min}^4)$$

comme $\omega = \frac{2\pi v}{\tau}$ et $N_d = \frac{2\pi R_{\text{moy}}}{\tau}$:

$$P_{\text{rot}} = \frac{\sigma v^2}{R_{\text{moy}}^2} \hat{B}_{z0}^2 \pi \frac{\delta}{8} (R_{\text{Max}}^4 - R_{\text{Min}}^4) \left(1 - e^{-2 \frac{z_{\text{max}}}{\delta}} \right)$$

or

$$P_{\text{cart}} = \sigma v^2 \hat{B}_{z0}^2 \pi \frac{\delta}{4} (R_{\text{Max}}^2 - R_{\text{Min}}^2) \left(1 - e^{-2 \frac{z_{\text{max}}}{\delta}} \right)$$

donec

$$K = \frac{R_{\text{max}}^2 + R_{\text{min}}^2}{2R_{\text{moy}}^2}$$

$$K = \frac{1 + \alpha^2}{2(1 + \alpha)^2}$$

avec $\alpha = \frac{R_{\text{max}}}{R_{\text{min}}}$.

A.4 ROTORS DE MOTEUR-FREIN

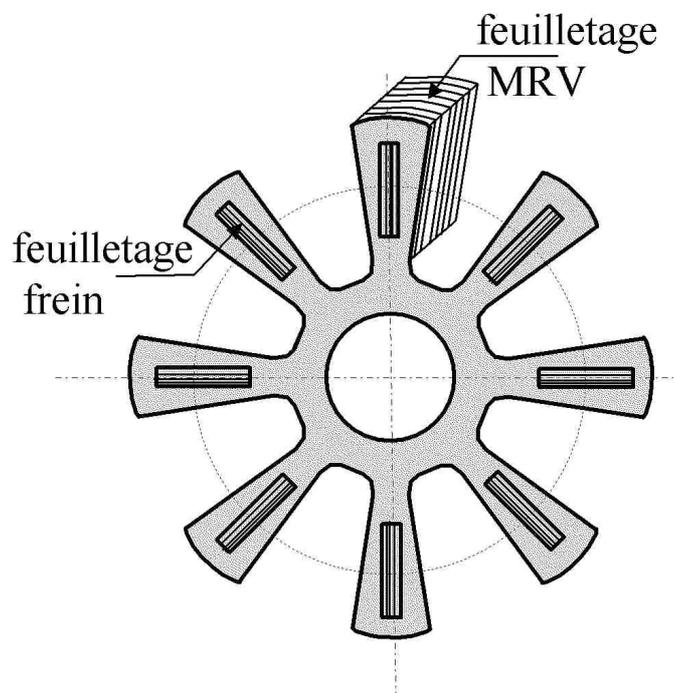


Figure A.2 - Schéma de rotor feuilleté utilisant des pièces ferromagnétiques traversantes

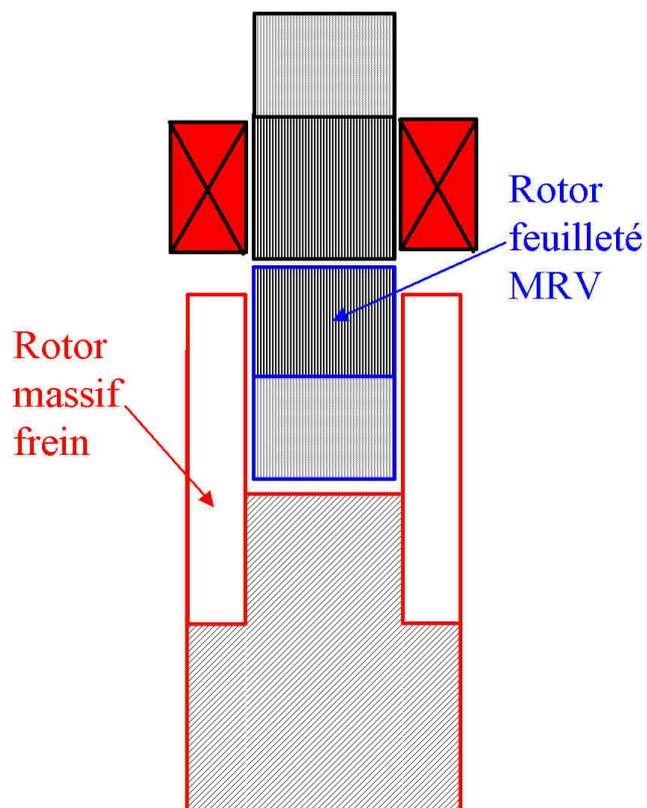


Figure A.3 - Schéma d'un double rotor de moteur-frein séparant les 2 circuits magnétiques

NOTATIONS

Par ordre d'apparition

CHAPITRE 1

N, S	pôles nord et sud
I, i	courant A
U, u	tension V
B, B _{max} , B _{min} , ΔB, B _{moy} ...	induction, valeurs maximale, minimale, leur différence et la valeur moyenne T
P, P _{max}	puissances kW, ch
T	période électrique s
v, vol	volume mm ³ , m ³
J	densité de courant A/m ²
σ	conductivité électrique S/m
t	temps s
C, c, C _{max}	couple, couple maximal N.m
N, N _{min} , N _{max}	régime, minimal et maximal tr/min
R _{moy} , R _{max} , R _{min} , ΔR	rayons moyen, maximal, minimal, leur différence mm, m
k	raideur N/m
L	longueur d'arbre mm, m
M	masse kg
S	surface mm ² , m ²
μ, μ ₀	perméabilité, du vide H/m

CHAPITRE 2

B _{zs0} , B̂ _{zs0} , B _{zs0_n} ..	induction normale en statique et en surface, valeur crête et harmoniques T
H, T	champ magnétique A/m
Ω	vitesse angulaire rad/s
N _{sp}	nombre de spires
T°	températures °C, K
η	variation du potentiel scalaire, force magnétomotrice A.tr
R _c , R _f , R _a , R _b , R _{cond}	réluctances du circuit de retour H ⁻¹
Φ, φ, φ	flux magnétique Wb
x, y, z	coordonnées m
τ	pas dentaire, période géométrique mm, m
n	harmoniques
v	vitesse linéaire m/s

μ_{r0}	perméabilité relative à l'origine et maximale pour notre modèle magnétique	
B_{sat}	induction à saturation pour notre modèle magnétique	T
ξ	paramètre du coude de saturation pour notre modèle magnétique	
$a, b, K, K', m, m', \epsilon, \gamma$	coefficients quelconques	
z_{max}	distance entre la surface de l'ECZ et le système de refroidissement	mm, m
g	entrefer	mm, m
$\mu_r, \mu_{ris}, \mu_{rid}$	perméabilité relative, incrémentale statique et dynamique	
E	champ électrique	V/m
δ_f, δ	épaisseur de peau	m
A	potentiel vecteur	
$Y(z)$	variation en z du potentiel vecteur A	
α, β	paramètres d'épaisseur de peau	m^{-1}
Θ, Ψ	angles	rad
N_d	nombre de dents	
f	fréquence	Hz
ω	pulsation	rad/s
F	force	N
P_{res}	pression	Pa, N/m^2
B_r	induction rémanente	T
λ	paramètre d'épaisseur de peau	m^{-1}
C, K	constantes intermédiaires de calcul	
$U(y)$	variation en y du champ T	A/m
$K_{Jx3D}, K_{Jy3D}, K_{P3D}$	coefficients correctifs tenant compte des limites transversales	

CHAPITRE 3

τ_r	pas dentaire relatif	
σ_T	densité d'efforts tangentiels	N/cm^2
C_{th}	constante thermique	W/m.K
d_1, d_2	distances (à la base des dents)	mm, m
E_g	entrefer	mm, m
E_p, e_p	épaisseur du rotor et épaisseur relative	mm, m
L_d, L_{dr}	largeur des dents, largeur relative au pas	mm, m
R_r	résistance à la rupture	daN/mm^2
S_{bob}	surface bobinable	mm^2, m^2
S_{cul}	section de passage du flux dans le circuit de retour	mm^2, m^2

CHAPITRE 4

I_c	courant de consigne	A
ψ	angle d'amorçage du courant	$^{\circ}$ élec ou méca
θ_p	angle d'ouverture	$^{\circ}$ élec ou méca
$\theta, \theta_{méca}$	angle, mécanique	rad
N_{dr}	nombre de dents au rotor	
T_{θ}	période angulaire	$^{\circ}$ deg, rad
E_V	tension d'alimentation	V
C_a	capacité	F

W_e énergie électrique	J
W_m énergie magnétique	J
$W_{méca}$ énergie mécanique	J
W_m' co-énergie magnétique	J
L_{ind}, L_c, L_o inductance, de conjonction, d'opposition	H
q nombre de phases	
L longueur du rotor	mm, m
R rayon du rotor	mm, m
Ω_b, N_b vitesse de base	rad/s, tr/min
J_m inertie	kg.m ²
k_j masse volumique tenant compte de la géométrie	kg/m ³

CHAPITRE 5

Q débit d'eau	kg/s, m ³ /h
C_p capacité calorifique de l'eau	J/kg.K
T° températures	°C, K
P_c, P_o perméances de conjonction, d'opposition	H
R_c, R_o réluctances de conjonction, d'opposition	H ⁻¹
α_s, α_r période angulaire entre 2 dents statoriques, rotoriques	°, rad
β_s, β_r angle d'une dent statorique, rotorique	°, rad
h_s, h_c hauteur d'une dent statorique, hauteur de la culasse	mm, m
V_{dc}, V_{ph} tension, d'alimentation, d'une phase	V
C_{em} couple électromagnétique (sans pertes)	N.m
R_{ph} résistance dans une phase	Ω
f_e fréquence électrique	Hz

BIBLIOGRAPHIE

Généralités sur les machines de charge des bancs d'essais moteurs

- [Andr] J. ANDRZEJEWSKI, J.C. BERGE
"Travail et puissance mécanique"
Techniques de l'ingénieur, traité Mesures et Contrôle, vol R 1 830
- [Avl 99] AVL
Documentation commerciale, 1999
- [BenA 94] A.H. BEN AHMED
"Contribution à la conception des machines synchrones à aimants permanents et bobinage global"
Thèse de doctorat de l'université Pierre et Marie Curie, janvier 1994
- [Bert 75] P. BERTRAND
"Application et mise en œuvre des ralentisseurs électriques"
Revue des ingénieurs de l'automobile, janvier 1975
- [Borg 99] BORGHI SAVERI FRANCE
Documentation commerciale
- [Carr 89] J.J. CARRE
"Théorie du freinage"
Techniques de l'ingénieur, traité Mécanique et Chaleur, vol B 5 570
- [Joll 75] J.M. JOLLOIS
"Pourquoi un ralentisseur? Historique – caractéristiques, les ralentisseurs et les réglementations"
Revue des ingénieurs de l'automobile, janvier 1975
- [LeGu] H. LE GUEN
"Moyens spécifiques d'essais"
Techniques de l'ingénieur, traité Mécanique et Chaleur, vol B 2 960
- [Lind 89] R. LINDAS
"Coupleurs"
Techniques de l'ingénieur, traité Mécanique et Chaleur, vol B 5 860
- [Pier 89] E. PIERRE
"Essais des machines tournantes"
Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, vol D 3 750
- [Saj 99] SAJ, India
Documentation commerciale, 1999
- [Vall 93] F. VALLENET
"Etude et modélisation des coupleurs électromagnétiques à poudre"
Rapport de DEA de génie électrique (E.N.S. Cachan), 1993

Les freins à courants de Foucault

- [Banc 97] O. BANCEL, J.P. GANIVET
 "Etude du refroidissement d'un frein à courants de Foucault pour banc d'essais de moteur de Formule1"
 Rapport de projet de fin d'étude à l'ENSAM, juin 1997
- [BenA 00] A.H. BEN AHMED, A. LESOBRE, C. RAMIARINJAONA, L. PREVOND, C. GRACZYK, D. DRECQ
 "Simple model for designing eddy current variable reluctance brakes"
 3^{ème} Proceedings d'ICEM, Helsinki 2000, pp.1614-1618, août 2000
- [Bray 98] T. BRAY
 "Perfectionnement du modèle électromagnétique sous contrainte thermique, d'un frein à courants de Foucault à réluctance et à bobinage global"
 Mémoire C.N.A.M., 1998
- [Bret 75] P. BRETON
 "Principe des ralentisseurs électromagnétiques"
 Revue des ingénieurs de l'automobile, janvier 1975
- [Cauw 96] O. CAUWEL, L. FRECHEDE
 "Les freins à courants de Foucault"
 Revue générale des chemins de fer, octobre 1996
- [Grac 97] C. GRACZYK
 "Modélisation d'un frein à courants de Foucault à réluctance et à bobinage global"
 Rapport de DEA de génie électrique (E.N.S. Cachan), 1997
- [Monc 96] E. MONCHAUX
 "Une meilleure connaissance des phénomènes électromagnétiques régissant le fonctionnement des freins à courants de Foucault peut-elle nous permettre d'améliorer la capacité d'évacuation thermique de ces matériaux?"
 Rapport de stage de seconde année d'étude au C.E.F.I.P.A., 1996

Les matériaux magnétiques, les aciers

- [Acie 98] ACIERS DURAND FRERES
 Documentation technico-commerciale, 1998
- [Armc 97] ARMCO
 Documentation technico-commerciale, 1997
- [Chen 58] C.W. CHEN
 "Temperature dependence of magnetic properties of silicon-iron"
 Journal of Applied Physics, vol. 29, pp. 1337-1343, 1958
- [Dorl 86] J.M. DORLOT, J.P. BAÏLON, J. MASOUNAVE
 "Des matériaux"
 Editions de l'Ecole Polytechnique de Montréal (2^{ème} édition), 1986
- [Lema 76] F. LEMASSON, G.L. BLAIN
 "Matériaux de construction mécanique et électrique"
 Dunod, 1976

- [OCon 85] D.J. O'CONNOR, F.B. SHELLY, D.E. HEIM
 "Mathematical model of a magnetoresistive read head for a magnetic tape drive"
 IEEE Transactions on Magnetics, vol. 21, n°5, septembre 1985

Modélisation des courants de Foucault

- [Angs 62] G. ANGST
 "Polyphase induction motor with solid rotor; effects of saturation and finite length"
 Edition Masson, 1996
- [Bige 83] J. BIGEON
 "Contribution à la modélisation de structures électromagnétiques à courants de Foucault"
 Thèse de doctorat de l'I.N.P. de Grenoble, 1983
- [Davi 63] E.J. DAVIES
 "An experimental and theoretical study of eddy-current couplings and brakes"
 IEEE Trans. Power App. Syst., vol. PAS-67, pp. 402-419, août 1963
- [Davi 66] E.J. DAVIES
 "General theory of eddy-current couplings and brakes"
 I.E.E. Proceedings, vol. 113, n°5, pp. 825-837, mai 1966
- [Davi 75] E.J. DAVIES, B. JAMES, M.T. WRIGHT
 "Experimental verification of the generalised theory of eddy-current couplings"
 I.E.E. Proceedings, vol. 122, n°1, pp. 825-837, mai 1966
- [Ducr 95] J.P. DUCREUX, G. NICOLAS
 "Finite length effects study in massive iron rotors using 3D electromagnetic field computation"
 IEEE Transactions on Magnetics, vol. 31, pp. 2096-2099, mai 1995
- [Gibb 46] W.J. GIBBS
 "The theory and design of eddy current slip couplings"
 Beama journal, vol. 53, p.123-128, 1946
- [Gone 63] D. GONEN, S. STRICKER
 "Analysis of an eddy current brake"
 IEEE Trans. Power App. Syst., vol. PAS-67, pp. 357-361, août 1963
- [Harb 85] R. HARBA
 "Conception de micro-machines à courant alternatif et de leur alimentation"
 Thèse de doctorat de l'I.N.P. de Grenoble, juillet 1985
- [Hofm 00] M. HOFMANN, T. WERLE, R. PFEIFFER, A. BINDER
 "2D and 3D numerical field computation of eddy-current brakes for traction"
 IEEE Transactions on Magnetics, vol. 36, n°4, pp. 1758-1763, juillet 2000
- [Kesa 59] N. KESAVAMURTHY, P.K. RAJAPOLAN
 "The polyphase induction machine with solid iron rotor"
 AIEE Trans. Power App. Syst., vol. 78, pp. 1092-1098, décembre 1959
- [Krey 93] E. KREYSZIG
 "Advanced engineering mathematics"
 Seventh edition, 1993
- [Labb 96] N. LABBE
 "Modélisation du couplage magnéto-thermique appliqué aux ralentisseurs électromagnétiques à courants de Foucault"
 Thèse de doctorat de l'I.N.P. de Grenoble, janvier 1996

- [Lequ 97] B. LEQUESNE, B. LIU, T.W. NEHL
"Eddy-current machines with permanent magnets and solid rotors"
IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, n°5, septembre–octobre 1997
- [Leso 01] A. LESOBRE, A.H. BEN AHMED, D. DRECQ
"An analytical dynamic model of eddy-current brakes"
accepté en session orale à IEMDC, MIT Cambridge, juin 2001
- [Liu 91] Z.J. LIU, A. VOUDARS, K.J. BINNS
"Magnetic field and eddy current losses in linear and rotating PM machines with a large number of poles"
Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 138, pt. A, n° 6, pp. 289-294, novembre 1991
- [Malt 63] M.G. MALTI, R. RAMAKUMAR
"Three-dimensional theory of the eddy current coupling"
IEEE Trans. Power App. Syst., vol. PAS-67, pp. 793-800, août 1963
- [McCo 54] H.M. McCONNELL
"Eddy-current phenomena in ferromagnetic materials"
AIEE, juillet 1954
- [McCo 55] H.M. McCONNELL, E.F. SVERDRUP
"The induction machine with solid iron rotor"
Trans. Power App. Syst., vol. 74, pp. 343-349, juin 1955
- [McLe 54] W. MacLEAN
"Theory of strong electromagnetic waves in massive iron"
Journal of Applied Physics, vol. 25, n° 10, octobre 1954
- [Olle 31] F. OLLENDORF
"The penetration electromagnetic waves into highly saturated iron"
Zeitschrift für technische physik, vol. 12, n° 1, pp. 39-50, 1931
- [Pere 96] J.P. PEREZ, R. CARLES, R. FLECKINGER
"Electromagnétisme"
Edition Masson, 1996
- [Pill 69] K.P.P. PILLAI
"Fundamental-frequency eddy-current loss due to rotating magnetic field. Part 1: Eddy-current loss in solid rotors"
I.E.E. Proceedings, vol. 116, n°3, pp. 407-410, mars 1969
- [Polh 44] R. POLH
"Electromagnetic and mechanical effects in solid iron due to an alternating or rotating magnetic field"
Journal of the institution of electrical engineers, part 2, vol. 91, pp. 398-399, 1944
- [Russ 58] R.L. RUSSEL, K.H. NORSWORTHY
"Eddy currents and wall losses in screened-rotor induction motors"
I.E.E. Proceedings, vol. 105, n°20, pp. 163-175, avril 1958
- [Shev 62] W.L. SHEVEL
"A modified limiting nonlinear theory of eddy-current phenomena in solid iron"
AIEE Trans. Communication and Electronics, vol. 81, pp. 48-55, mars 1962
- [VeDa 76] K. VENKATARATNAM, M.S. ABDUL KADIR, E.J. DAVIES, B. JAMES, M.T. WRIGHT
"Experimental verification of the generalised theory of eddy-current couplings "
I.E.E. Proceedings, vol. 123, n°2, pp. 171-172, février 1976

- [Venk 82] K. VENKATARATNAM, M.S. ABDUL KADIR
"Analysis and performance of eddy-current brakes with ferromagnetic loss drum"
I.E.E. Proceedings, part B, electric power applications, vol. 129, pp. 125-142, 1982
- [Yee 71] H. YEE
"Effects of finite length in solid-rotor induction machines"
I.E.E. Proceedings, vol. 118, pp. 1025-1033, août 1971

La machine à réluctance variable

- [Ayar 00] S. AYARI
"Etude des vibrations des machines à réluctance variable : influence des caractéristiques géométriques et de l'excentricité rotorique"
Thèse de doctorat de l'E.N.S. de Cachan, mars 2000
- [Besb 98] M. BESBES, C. PICOD, F. CAMUS, M. GABSI
"Influence of stator geometry upon vibratory behaviour and electromagnetic performances of switched reluctance motors"
I.E.E. Proceedings, electric power applications, vol. 145, n°5, pp. 462-468, septembre 1998
- [Bono 90] D. BONOT
"Etude du dimensionnement d'une machine à réluctance variable autopilotée"
Mémoire C.N.A.M., 1990
- [Gabs] M. GABSI
"Création d'efforts électromagnétiques, Machines à réluctance variable, Machines à aimants permanents"
Cours d'électrotechnique en maîtrise EEA
- [Hoan 95] E. HOANG
"Etude, modélisation et mesure des pertes magnétiques dans les moteurs à réluctance variable à double saillance"
Thèse de doctorat de l'E.N.S. de Cachan, décembre 1995
- [Hume 96] B. HUMEAU
"Réduction des vibrations et bruits acoustiques des machines à réluctance variable en agissant sur la commande"
Mémoire C.N.A.M., 1996
- [LeCh 93] J.Y. LE CHENADEC
"Minimisation de l'ondulation de couple des machines à réluctance variable à double saillance. Influence des caractéristiques de la machine et des limites de l'onduleur"
Thèse de doctorat de l'E.N.S. de Cachan, avril 1993
- [Mult 99] B. MULTON, J. BONNAL
"Les entraînements électromécaniques directs : diversité, contraintes et solutions"
Proceedings de CEMD, Cachan 1999, pp.1-14, février 1999
- [Sicm] SICME MOTORI FRANCE
Documentation technico-commerciale

Le moteur-frein

- [Drec 00] D. DRECQ, A. LESOBRE, A.H. BEN AHMED, L. PREVOND
"Machine de charge pour un banc d'essai d'un moteur thermique"
Brevet international dont la partie française a été publiée le 2 novembre 2000 (n° 1 048941)
- [Leso 99] A. LESOBRE
"Rapport de première année de thèse"
Rapport du LESiR pour BSF lié à la convention ENS-Cachan/BSF accompagnant la bourse CIFRE,
mars 1999
- [Leso 00] A. LESOBRE
"Rapport de deuxième année de thèse"
Rapport du LESiR pour BSF lié à la convention ENS-Cachan/BSF accompagnant la bourse CIFRE,
mars 2000

RESUME

Les développements technologiques des moteurs thermiques et plus généralement des groupes moto-propulseurs vont vers une complexité de plus en plus grande et requièrent une fiabilité sans faille. Ils exigent une évolution des moyens d'essais pour une plus grande fiabilité des mesures, des essais accélérés et à coût minimal. Ainsi, les bancs d'essais sont aujourd'hui complètement automatisés. Ils permettent d'assurer le fonctionnement du moteur thermique suivant des cycles pré-établis. Les bancs de charges existants sont surtout de type "statique", utilisant le principe du freinage par courants de Foucault. C'est dans ce cadre que ce travail s'insère. Il s'articule principalement autour de trois axes :

- Analyse critique des freins existants. Nous avons réalisé plusieurs essais sur des freins standards homopolaires (220 kW). Ces essais et les analyses effectuées nous ont ainsi permis de mettre en évidence les effets de la rémanence magnétique engendrant une traînée en couple et de proposer une alimentation et des stratégies adéquates pour minimiser ce problème. D'autre part, cela nous a permis de montrer les limites du frein et notamment du système de refroidissement actuel.
- Elaboration de modèles magneto-dynamiques fiables pour une gamme de puissances allant de 5 à 750 kW. Concernant ce deuxième point, nous avons tenté de développer des modèles magnéto-dynamiques analytiques non-linéaires prenant en compte aussi bien la réaction magnétique d'induit que les effets 3D. Ces modèles sont validés par des calculs éléments finis et par des essais réalisés sur les freins existants. La souplesse de ces modèles nous a ainsi permis de mener des études paramétriques rapides et de proposer sur la base des résultats obtenus des méthodologies de dimensionnement des freins à courants de Foucault homopolaires.
- Etude topologique, conception, réalisation et expérimentation de bancs de charge dynamiques présentant donc les deux fonctions exigées : moteur et frein. Pour ce troisième point, nous avons réalisé une étude non-exhaustive de différentes solutions possibles pour l'adjonction d'une fonction motrice aux freins actuels. La comparaison de deux topologies, intégrée et séparée, nous a montré que la première solution présentait l'avantage de minimiser les masses tournantes et les longueurs d'arbre, ce qui favorise fortement la tenue en vibrations du banc d'essais. C'est donc cette solution que nous avons retenue pour réaliser un moteur-frein intégré à réluctance variable et à courants de Foucault de conception originale. Une maquette de 24 Nm a été réalisée et des essais de validation ont montré la faisabilité et la viabilité technologique de la solution développée.

Mots clés : Machine de charge, frein à courants de Foucault, machine à réluctance variable, modélisation, intégration, conception, dimensionnement et essais.

ABSTRACT

The technological development of thermal engines and of power units in general, has been tending towards increased complexity and now requires fail-safe reliability. Testing equipment must also evolve in order to ensure greater reliability and measurement frequency at a minimal cost. Test benches have become entirely automated and allow operating the thermal engine using pre-bench cycles. The loading benches in use today are primarily of the "static" type and feature eddy current brakes. The research presented herein lies within this study framework and has been mainly shaped through the three following areas of investigation :

- Critical analysis of existing brakes. We have conducted several tests on homopolar standard brakes (220 kW); these tests and the analyses performed on their results have allowed us both to focus on the effects of magnetic remanence that generate a residual torque and to propose a power supply along with adequate strategies for minimizing this problem. Moreover, this area of research has enabled us to determine the limitations of the brake and, in particular, of the cooling system currently in place.
- Development of reliable magneto-dynamic models for a power range extending from 5 to 750 kW. Concerning this second area of research, we have sought to devise non-linear analytical magneto-dynamic models that take both the armature reaction and 3D effects into account. These models are then validated by finite element calculations and tests conducted on existing brakes. The flexibility of these models has allowed us to perform fast parametric studies and to propose, on the basis of the results obtained, methodologies for sizing homopolar eddy current brakes.
- Topological study, design, development and experimentation of dynamic loading test benches presenting the two requisite functions : engine and braking. For this third research topic, we have carried out a non-exhaustive study of the various possible solutions for adding a driving function to current brake configurations. The comparison of two topologies (i.e. integrated and separated) has shown us that the first solution provides an advantage in minimizing the revolving masses and shaft lengths, both of which heavily support the vibration behaviour of test benches. This solution has therefore been selected for developing an original-design, integrated brake-engine with switched reluctance and eddy currents. A 24-Nm model has been created and validation tests have demonstrated the feasibility and technological viability of the proposed solution.

Keywords : load machine, eddy current brakes, switched reluctance machine, modelling, integration, design, sizing and testing.