HAL
open science

Étude d'un moteur supraconducteur à flux axial avec une transmission magnétique supraconductrice intégrée

Bastien Dolisy

▶ **To cite this version:**

Bastien Dolisy. Étude d'un moteur supraconducteur à flux axial avec une transmission magnétique supraconductrice intégrée. Autre. Université de Lorraine, 2015. Français. NNT : 2015LORR0079 . tel-01751728

HAL Id: tel-01751728

https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01751728

Submitted on 29 Mar 2018

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

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

UNIVERSITÉ DE LORRAINE

AVERTISSEMENT

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

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

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

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

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4
Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10
http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php
http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES

Ecole doctorale IAEM Lorraine
DFD Electronique – Electrotechnique

THESE

Présentée pour l'obtention du titre de

Docteur de l'Université de Lorraine
en Génie Electrique

Par

Bastien Dolisy

Etude d'un moteur supraconducteur à flux axial avec une transmission magnétique supraconductrice intégrée

Soutenance publique le jeudi 9 juillet 2015 devant le jury composé de :

Rapporteurs

Christophe ESPANET	Professeur, Université de Franche-Comté
Frédéric BOUILLAULT	Professeur, Université d'Orsay, Paris-Sud XI

Examinateurs

Éric LAFONTAINE	Docteur – HDR, DGA/DS/MRIS
Mathieu BERVAS	Docteur – DGA/DT/ST/IP/MCM/C2E
Pascal TIXADOR	Professeur, G2ELab/Institut Néel – INP Grenoble

Directeurs de thèse

Jean LÉVÊQUE	Professeur, GREEN – Université de Lorraine
Smaïl MEZANI	Maître de Conférences, GREEN – Université de Lorraine

Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy
Faculté des Sciences & Technologies, BP 239
54506 Vandœuvre-lès-Nancy Cedex

Avant-Propos

Tous d'abord, je tiens à remercier *M. Bernard Davat* et *M. Shahrokh Saadate*, Professeurs à l'Université de Lorraine, respectivement directeur et ancien directeur du laboratoire GREEN, de m'avoir accueilli au sein du laboratoire GREEN.

Mes remerciements à la Direction Générale à l'Armement pour avoir accepté de financer mes travaux de recherche. En particulier, *M. Éric Lafontaine* et *M. Mathieu Bervas* pour leur présence lors de ma soutenance de thèse.

Je voudrai exprimer mes remerciements les plus sincères à *M. Jean Lévêque* et *M. Smail Mezani*, respectivement Professeur et Maître de conférences à l'Université de Lorraine, pour m'avoir permis de réaliser cette thèse. Merci pour votre présence et votre écoute. Je n'oublierai jamais ces trois années passées à vos cotées qui m'ont apporté énormément de connaissances dans le domaine de la supraconductivité et sur l'étude des machines électriques tournantes.

J'adresse également mes remerciements à *M. Abderrezak Rezzoug*, Professeur émérite à l'Université de Lorraine, pour m'avoir fait découvrir le monde de la recherche à travers la réalisation d'une machine asynchrone avec paliers supraconducteurs lors de mon Master et pour tous les bons conseils que vous m'avez apportés.

Je voudrai également remercier *M. Thierry Lubin*, Maître de conférences à l'Université de Lorraine, pour ses conseils et son implication lors de mes travaux sur la modélisation analytique.

Je remercie également *M. Christophe Espanet* et *M. Frédéric Bouillault*, respectivement Professeur à l'Université de Franche-Comté et Professeur à l'Université d'Orsay, pour avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse et pour l'intérêt que vous avez porté à l'évaluer.

Mes remerciements à *M. Pascal Tixador*, Professeur à l'INP-Grenoble, pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury lors de la soutenance.

Un grand merci à tous mes collègues du GREEN et de l'Université de Lorraine pour ces trois années très agréables passées à vos côtés, que ce soit sur le plan de la recherche, de l'enseignement ou des loisirs. Je remercie *Kevin Berger, Laurent Heyrendt, Gaëtan Didier, Bruno Douine, Francis Weinachter, Stéphanie Lamane, Rada Alhasan, Bashar Goni, Florent Becker, Rafael Linares, Lamia Belguerras, Ehsan Jamshidpour, Charles-Henri Bonnard, Julien Leclerc, Melika Hinaje, Denis Netter, Hakim Bensaïdane, Aurélien Godfrin* et *Sofiane Bendali*. Merci aussi à tout ce que j'ai oublié…

Finalement, je tiens à remercier du plus profond de mon cœur mes parents, ma sœur, ainsi que l'ensemble de ma famille.

Table des matières

Avant-Propos

Table des matières

Introduction générale

1 CHAPITRE 1 LES SUPRACONDUCTEURS DANS LES MACHINES TOURNANTES..... 3

1.1 Introduction 5

1.2 L'état supraconducteur 5
1.2.1 Qu'est-ce que la supraconductivité ? 5
1.2.2 Les type I et type II 7
1.2.3 Surface critique 9
1.2.4 Les familles de supraconducteurs 10

1.3 Les technologies de fils supraconducteurs (*HTc*) 12
1.3.1 BSCCO 12
1.3.2 YBCO 14
1.3.3 M_gB_2 15
1.3.4 Performances 16

1.4 Les machines électriques supraconductrices 19
1.4.1 Pourquoi utiliser les supraconducteurs ? 19
1.4.2 Exemples de prototypes développés à travers le monde 21
1.4.2.1 Les fils supraconducteurs dans les machines électriques 21
1.4.2.2 Aimants supraconducteurs 24
1.4.2.3 Concentration de flux 25

1.5 La transmission du couple à la charge 26
1.5.1 Les « torques tubes » 27
1.5.2 Les accouplements magnétiques 29

1.6 Problématiques et objectifs de cette thèse 30

2 CHAPITRE 2 MODELISATION ANALYTIQUE EN 3D 33

2.1 Introduction 35

2.2 Les techniques de modélisation analytique 35

2.3 Structure de la machine étudiée 36
2.3.1.1 Paramètres de l'induit en cuivre 38
2.3.1.2 Paramètres de l'inducteur supraconducteur 38
2.3.1.3 Paramètres du rotor à aimants permanents 38

2.4 Modélisation électromagnétique 40
2.4.1 Techniques de résolution et hypothèses 40
2.4.1.1 Caractéristiques magnétiques des matériaux 40
2.4.1.2 Équations à résoudre 41
2.4.1.3 Techniques de modélisation 41
2.4.2 Solutions générales du problème (sans source) 44
2.4.3 Problèmes avec bobines (a) 47
2.4.3.1 Modélisation des densités de courant 47
2.4.3.2 Résolution du problème avec bobine (a) 53
2.4.4 Problème avec aimants (b) 57
2.4.4.1 Modélisation de la magnétisation de l'aimant 57
2.4.4.2 Résolution du problème avec aimant (b) 58
2.4.5 Utilisation du modèle analytique 60
2.4.5.1 Champs magnétiques 60
2.4.5.2 Couple et force axiale 61

2.5 Validation de la modélisation 62
2.5.1 Validation par les éléments finis 62
2.5.2 Validation expérimentale sur un prototype d'accouplement aimant-aimant 65
2.5.3 Limites du modèle analytique 67

2.6 Conclusion 70

3 CHAPITRE 3 CONCEPTION ET REALISATION DE BOBINES SUPRACONDUCTRICES 71

3.1 Introduction 73

3.2 Comportement d'un ruban supraconducteur (BSCCO) 73
3.2.1 Définition du courant critique Ic 74
3.2.2 Ic en fonction de la température et du champ magnétique 76
3.2.3 Ic en fonction des pressions mécaniques 78

3.3 Courant de fonctionnement d'un solénoïde 80
3.3.1 Point de fonctionnement magnétique : droite de charge 81
3.3.2 Critère à champ électrique maximal 82

3.4 Réalisations et caractérisations de bobines 83
3.4.1 Réalisation des bobines supraconductrices 84
3.4.2 Caractéristiques électriques 86

3.5 Courant de fonctionnement de l'inducteur supraconducteur 89

3.6 Conclusion 93

4 CHAPITRE 4 DIMENSIONNEMENT D'UNE MACHINE 5 MW - 100 TR/MIN 95

4.1 Introduction 97

4.2 Méthode de dimensionnement 97

4.3 Algorithme génétique 99
4.3.1 Principes 99
4.3.2 Objectifs et variables 100
4.3.3 Les contraintes 103
4.3.3.1 Rayon de courbure critique du ruban supraconducteur 104
4.3.3.2 Saturation des culasses ferromagnétiques 104
4.3.3.3 Démagnétisation des aimants permanents (Accouplement) 105
4.3.3.4 Force électromotrice induite au stator (Moteur) 106
4.3.4 Processus d'optimisation 107

4.4 Dimensionnement du moteur 108
4.4.1 Résultats de l'optimisation 108
4.4.2 Validation par les éléments finis 111

4.5 Dimensionnement de l'accouplement 116

4.6 Discussions 119

4.7 Conclusion 120

5 CHAPITRE 5 PROTOTYPE D'UN MOTEUR-ACCOUPLEMENT SUPRACONDUCTEUR 121

5.1 Introduction 123

5.2 Conception du prototype 123
5.2.1 Cahier des charges 123
5.2.2 Contraintes de dimensionnement 124
5.2.2.1 Dimensions des parties actives 124
5.2.2.2 Choix du refroidissement 127
5.2.3 Dimensionnement par éléments finis 129
5.2.3.1 Modèles numériques 129
5.2.3.2 Épaisseur des bobines statoriques 131
5.2.3.3 Système bagues-balais 131
5.2.3.4 Roulements 132
5.2.4 Bilan 134

5.3 Réalisation du prototype 135
5.3.1 Parties actives 135
5.3.1.1 Bobinages de l'induit en cuivre 135
5.3.1.2 Inducteur supraconducteur 136
5.3.2 Instrumentations et entrainement 139

5.4 Résultats expérimentaux 140
5.4.1 Caractérisation des bobines supraconductrices 140
5.4.2 Mesures du couple statique 141
5.4.3 Essai en générateur 143

5.4.3.1 Essais à vide et en court-circuit 143
5.4.3.2 Essai en charge 146

5.5 Conclusion 147

Conclusion générale

Références bibliographiques

Annexes

Nomenclature

Liste des figures

Liste des tableaux

Résumé

Introduction générale

Heike Kamerlingh Onnes découvrit en 1911 l'absence de résistivité électrique du mercure refroidi à l'hélium liquide (-269 °C ou 4.2K) lors de ses études sur la liquéfaction de l'hélium. Ce nouvel état du matériau sera appelé : état supraconducteur.

De nos jours, et après plus d'un siècle de recherche intense, l'amélioration en continu des performances des supraconducteurs et des dispositifs cryogéniques a permis leur développement à échelle industrielle. On rencontre les technologies les plus mûres dans le milieu de la physique des particules (accélérateurs de particules) ou encore, celui du domaine médical : les IRM (Imagerie par Résonance Magnétique).

Dans le domaine de la conversion électromécanique de l'énergie (moteur et générateur), les supraconducteurs conduisent à des gains significatifs en termes de puissance massique et volumique. Par rapport aux topologies conventionnelles, l'utilisation des supraconducteurs dans les machines électriques permet ainsi un véritable saut technologique. Cela est particulièrement intéressant pour les applications embarquées, telles que la propulsion marine ou la génération d'électricité éolienne. En effet, les supraconducteurs utilisés sous forme de fil au niveau des machines électriques permettent d'augmenter l'amplitude de l'induction magnétique dans l'entrefer.

Certains travaux de recherche du laboratoire GREEN (Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy) se concentrent depuis 1973 sur les applications des supraconducteurs en électrotechnique. L'étude des machines électriques supraconductrices au GREEN a débuté par la réalisation d'une machine synchrone à plots ferromagnétiques saturés, appelée « SUPERSAT ». Ces travaux ont été menés par A. Rezzoug dans le cadre de sa thèse d'état [Rez87]. Par la suite, plusieurs topologies originales de machines électriques supraconductrices ont été proposées, étudiées et réalisées.

Dans ce contexte, mes travaux interviennent dans le cadre d'un financement par la DGA/MRIS (Direction Générale à l'Armement / Mission pour la Recherche et l'Innovation Scientifique). Ma mission au sein du laboratoire GREEN est d'évaluer les performances d'une topologie de moteur supraconducteur à flux axial intégrant un accouplement magnétique supraconducteur. Les applications visées concernent les machines de forte puissance et basse vitesse.

L'accouplement magnétique supraconducteur représente une alternative aux « torques tubes ». Ces derniers sont des pièces mécaniques habituellement utilisées pour transmettre le couple de la machine supraconductrice, se trouvant dans un milieu cryogénique, vers la charge à température ambiante. Le caractère sans contact de la transmission de couple permet de réduire les pertes cryogéniques par conduction. Cette solution offre également une protection naturelle contre les surcharges mécaniques que l'on peut rencontrer en cas de défaut. Ces travaux font suite à une première étude portant sur les accouplements magnétiques supraconducteurs réalisés au sein du laboratoire GREEN [Bel14].

Ce manuscrit présente mes travaux de recherche menés durant mes 3 années de thèse. Il est composé de 5 chapitres :

Le premier chapitre présente une vue d'ensemble sur l'utilisation des supraconducteurs dans les machines électriques. Nous partirons de la découverte de la supraconductivité, jusqu'à l'intégration de ces matériaux dans les machines électriques. Nous proposerons également une comparaison de différentes technologies de fils supraconducteurs à haute température critique (HTc). Nous évoquerons enfin les problèmes liés à l'utilisation des « torques tubes » et parlerons de l'intérêt des accouplements magnétiques.

Une modélisation analytique en 3D permettant le calcul de la distribution du champ magnétique dans la structure étudiée fera l'objet du chapitre 2. Cette modélisation est basée sur la résolution des équations de Maxwell par la méthode de séparation des variables, aussi appelée méthode des sous-domaines. Cet outil permet un dimensionnement rapide du dispositif étudié.

Le chapitre 3 est consacré à la caractérisation des fils et bobines supraconducteurs. On détermine pour un fil de type BSCCO (Bismuth Strontium Calcium Copper Oxide) le courant critique qui dépend du champ magnétique appliqué, de la température et des contraintes mécaniques. Nous présenterons également deux méthodes de calcul du courant de fonctionnement d'une bobine supraconductrice en tenant compte du champ magnétique appliqué. D'un point de vue expérimental, nous présenterons la réalisation et la caractérisation de bobines supraconductrices qui serviront dans la suite des travaux à la réalisation d'un prototype de machine.

Dans le chapitre 4, les spécificités des fils HTc sont associées au modèle analytique pour dimensionner et optimiser une machine-accouplement de $5\ MW$–$100\ tr/min$. Un algorithme génétique multiobjectif permet, en posant certaines contraintes, d'aboutir à un compromis acceptable entre performances, compacité et coût de la machine.

Pour terminer l'étude, la réalisation d'un prototype à échelle réduite de la machine et de l'accouplement supraconducteurs fera l'objet du chapitre 5. Nous détaillerons les étapes de conception, de réalisation et de tests. L'objectif du prototype est de valider le principe de conversion électromécanique.

Chapitre 1 Les supraconducteurs dans les machines tournantes

1.1 Introduction 5

1.2 L'état supraconducteur 5
1.2.1 Qu'est-ce que la supraconductivité ? 5
1.2.2 Les type I et type II 7
1.2.3 Surface critique 9
1.2.4 Les familles de supraconducteurs 10

1.3 Les technologies de fils supraconducteurs (*HTc*) 12
1.3.1 BSCCO 12
1.3.2 YBCO 14
1.3.3 M_gB_2 15
1.3.4 Performances 16

1.4 Les machines électriques supraconductrices 19
1.4.1 Pourquoi utiliser les supraconducteurs ? 19
1.4.2 Exemples de prototypes développés à travers le monde 21
1.4.2.1 Les fils supraconducteurs dans les machines électriques 21
1.4.2.2 Aimants supraconducteurs 24
1.4.2.3 Concentration de flux 25

1.5 La transmission du couple à la charge 26
1.5.1 Les « torques tubes » 27
1.5.2 Les accouplements magnétiques 29

1.6 Problématiques et objectifs de cette thèse 30

1.1 Introduction

Ce chapitre bibliographique présente un extrait de travaux réalisés à travers le monde sur l'utilisation des supraconducteurs dans les machines électriques.

Dans un premier temps, nous rappellerons quelques généralités sur les matériaux supraconducteurs. Nous présenterons les grandeurs critiques qui délimitent l'état supraconducteur de l'état normal. De plus, nous classerons les supraconducteurs dans plusieurs familles en fonction de leur comportement magnétique, leur composition et leur température d'utilisation.

Une deuxième partie sera consacrée aux fils supraconducteurs à haute température critique (HTc). Nous présenterons en détail la composition, la fabrication et les performances de trois types de ruban supraconducteur disponible à la vente : le BSSCO, l'YBCO et le MgB2. Une comparaison de ces trois fils supraconducteurs permettra de mettre en avant leurs avantages et inconvénients.

Ensuite, une partie sera dédiée aux machines électriques supraconductrices. Nous expliquerons pourquoi l'intégration des supraconducteurs dans ces machines est intéressante et quels avantages ils apportent.

Dans la partie suivante, nous mettrons l'accent sur les difficultés techniques résultant de la transmission de couple de l'inducteur froid (température cryogénique) vers la charge à température ambiante. Nous expliquerons quelles sont les difficultés et nous présenterons une solution d'ores et déjà employée : les « torques tubes ». Nous proposerons également une alternative basée sur la transmission magnétique sans contact. Cette technologie existe déjà dans le monde industriel, des exemples seront présentés au cours du paragraphe.

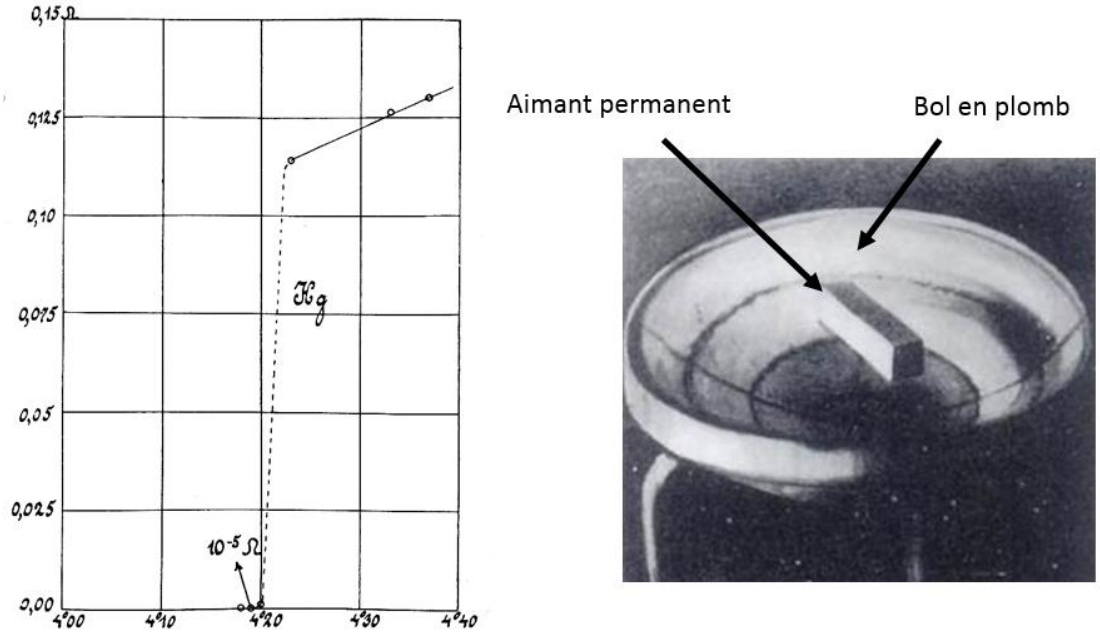
Finalement, dans une dernière partie, nous présenterons la problématique et les objectifs de cette thèse de doctorat.

1.2 L'état supraconducteur

1.2.1 Qu'est-ce que la supraconductivité ?

La découverte du phénomène de supraconductivité par le physicien néerlandais Heike Kamerlingh Onnes et son équipe date de 1911 et fait suite à ses travaux sur la liquéfaction de l'hélium. C'est lors d'une expérience consistant à mesurer la résistance électrique du mercure à très basse température qu'il découvrit la chute brutale de sa résistance électrique vers une température de $4{,}2\ K$ (Figure 1-1-a).

Plus tard, durant l'année 1933, le physicien Walther Meissner, découvre la seconde particularité des matériaux supraconducteurs : le diamagnétisme parfait aussi appelé « effet Meissner ». La lévitation parfaite d'un aimant au-dessus d'un bol en plomb refroidi à l'hélium liquide ($4{,}2\ K$) est un exemple d'expérience permettant de mettre en pratique l'effet Meissner (Figure 1-1-b).



(a) *(b)*

Figure 1-1 (a) Propriété électrique du mercure (courbe de Kamerlingh Onnes), (b) Lévitation d'un aimant sur un bol de plomb (effet Meissner).

Suite aux progrès réalisés dans le domaine du froid, il s'est avéré que le phénomène de supraconductivité n'est pas rare dans la nature. En réalité, la majorité des éléments référencés dans le tableau périodique possèdent des facultés de super-conduction (Figure 1-2).

Il est étonnant de constater l'absence du phénomène de supraconductivité pour le cuivre, l'or ou l'argent, qui sont connus comme étant les meilleurs conducteurs à température ambiante, alors que certains matériaux isolants le sont parfaitement !

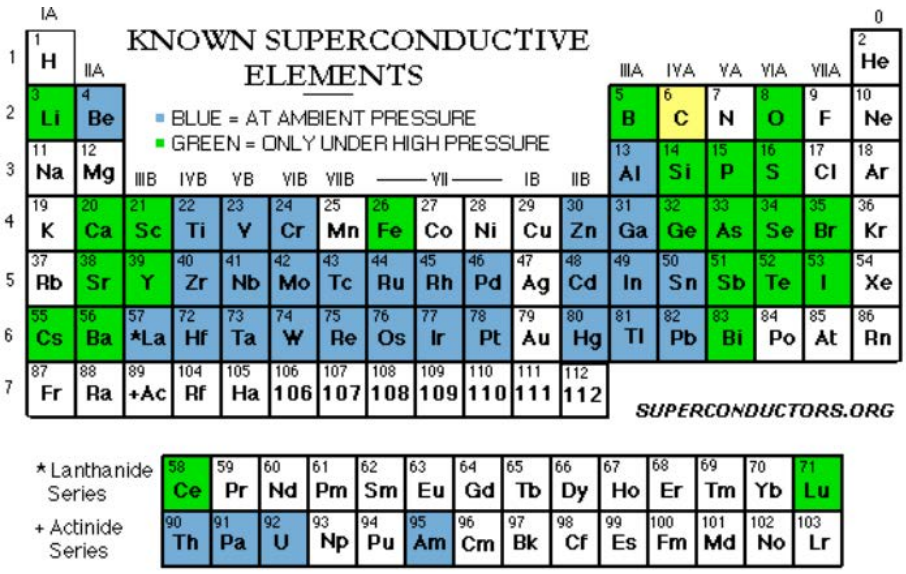


Figure 1-2 Tableaux périodiques des éléments [Sup].

1.2.2 Les type I et type II

Le problème des éléments supraconducteurs est leur faible température de transition qui limite leur domaine d'application (appelée également dans le jargon scientifique « température critique ») [App].

Des chercheurs du monde entier se sont lancés à la recherche du matériau qui possède la température critique la plus élevée et ont ainsi découvert les alliages métalliques (1958), les cuprates (1985) et les pnictures (2008). Le record de température critique à ce jour et à pression atmosphérique est décerné aux cuprates, avec environ $133\ K$ ($HgBa_2Ca_2Cu_3O_8$) (Figure 1-3).

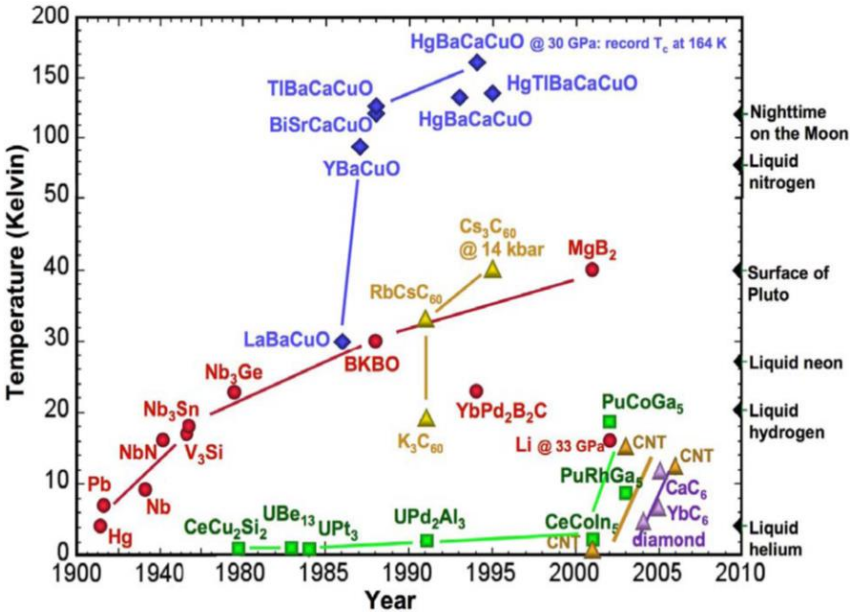


Figure 1-3 Découverte des supraconducteurs [Supr].

Contrairement aux éléments supraconducteurs, ces nouveaux supraconducteurs transitent, d'un état normal vers un état supraconducteur, de manière progressive et non brutale. Pour dissocier ces différences de comportement, deux familles de matériaux supraconducteurs ont été créées:

- **Les Types I :**

Cette famille englobe les supraconducteurs appelés conventionnels qui possèdent une transition brutale et un diamagnétisme parfait (effet Meissner).

- **Les Types II :**

Cette famille regroupe tous les supraconducteurs qualifiés de non conventionnels. La transition de ces matériaux d'un état à un autre est considérée comme progressive et leur comportement diamagnétique n'est pas parfait. En effet, ces matériaux supraconducteurs autorisent une pénétration partielle du champ à partir d'un certain niveau d'induction magnétique. Cette pénétration magnétique traverse le matériau de part en part par l'intermédiaire de canaux, entourés de supra-courant, appelés vortex (Figure 1-4). La Figure 1-4 présente une image magnéto-optique d'un réseau de vortex dans un matériau $NbSe_2$ à $4\ K$. La distance séparant deux vortex est d'environ un micromètre [Supf].

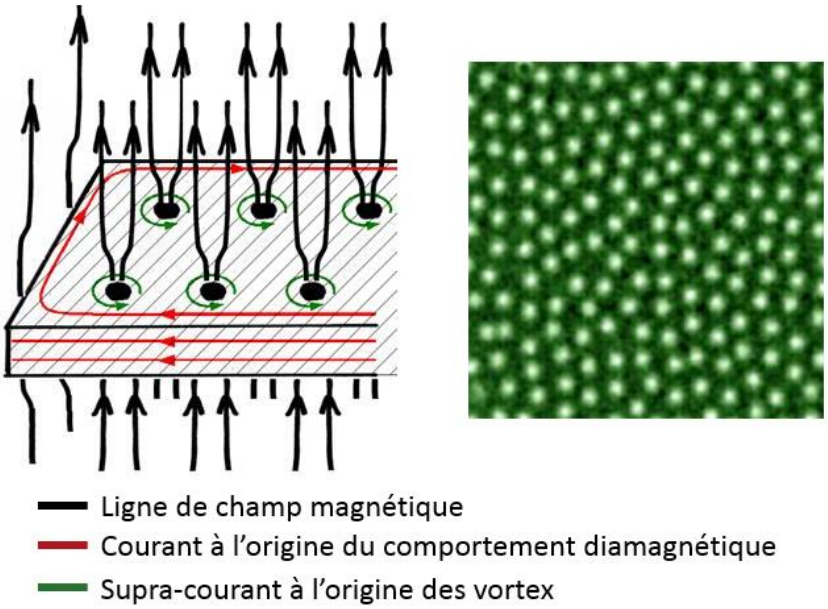


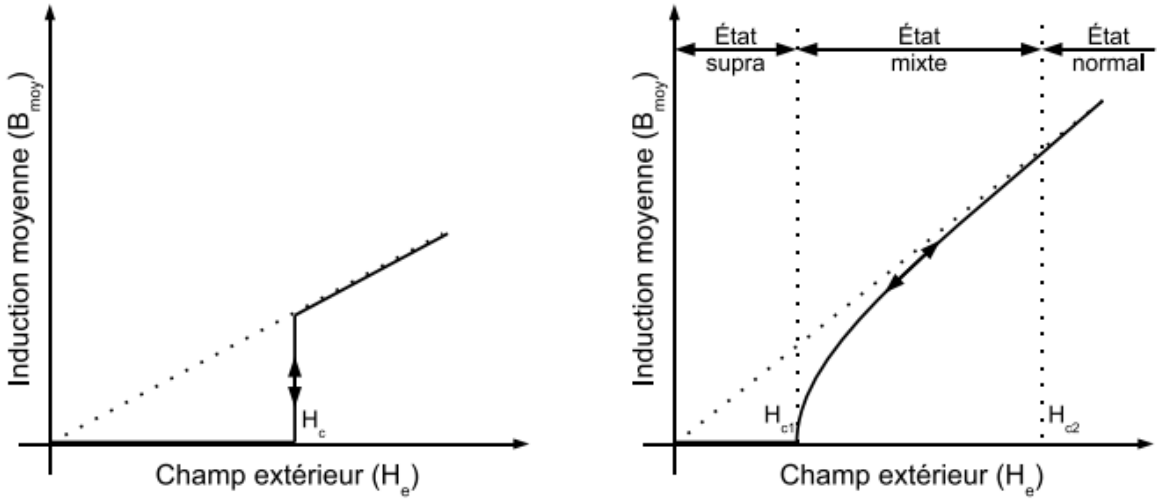
Figure 1-4 Pénétration du champ magnétique dans un supraconducteur de type II [Supf].

Les caractéristiques magnétiques des matériaux supraconducteurs de type I et type II sont présentées sur la Figure 1-5.

Les supraconducteurs de type I se sont des diamagnétiques parfaits en dessous d'une valeur de champ magnétique notée H_c de l'ordre de $100\ mT$. Au-dessus, le matériau transite vers un état normal et retrouve une perméabilité positive.

Les supraconducteurs de type II quant à eux sont modélisés par deux valeurs de champ magnétique critique, notées H_{c1} et H_{c2}. L'amplitude de H_{c2} est beaucoup plus élevée que H_{c1} et peut atteindre plusieurs dizaines de Teslas. En dessous de H_{c1}, leur comportement est parfaitement diamagnétique et au-dessus de H_{c2}, le matériau retrouve un état normal. Entre ces deux valeurs de champ magnétique critiques, on voit apparaitre une pénétration partielle du champ magnétique dans le matériau. Cet état de transition lente est appelé état mixte.

Les applications en électrotechnique nécessitent habituellement la création de forts champs magnétiques (de l'ordre de plusieurs teslas) qui limite l'utilisation des supraconducteurs de type I ($H_c < 100\ mT$). **Dans la suite du manuscrit, nos travaux porteront uniquement sur les matériaux supraconducteurs de type II.**



(a) Type I *(b) Type II*

Figure 1-5 Courbe B(H) d'un matériau supraconducteur parfait.

1.2.3 Surface critique

Nous avons montré que l'état supraconducteur d'un matériau se manifeste quand la température et le champ magnétique sont inférieurs aux valeurs critiques. En réalité, une troisième condition existe. Elle impose une valeur de densité de courant dans le matériau inférieure à une densité de courant critique notée J_c. La densité de courant dans le supraconducteur peut avoir trois origines : un courant de transport, un courant induit ou un supra-courant.

Cette tierce dépendance définit alors la frontière entre l'état normal et l'état supraconducteur d'un matériau comme une surface (représenté sur la Figure 1-6) qui est couramment appelée : surface critique.

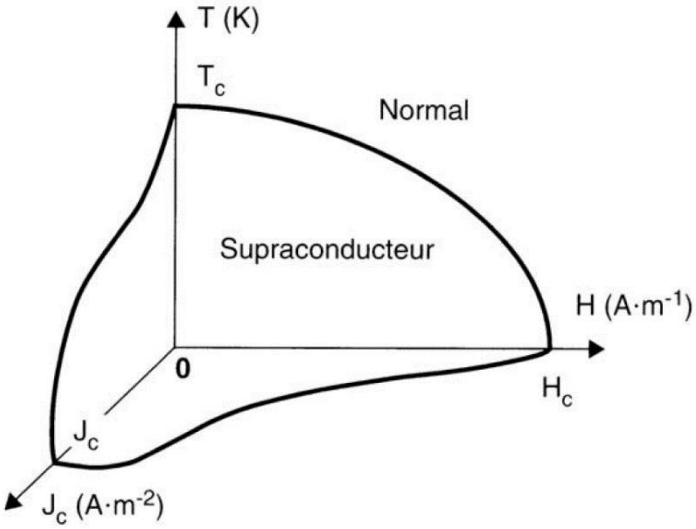


Figure 1-6 Frontière entre l'état supraconducteur et l'état normal d'un matériau, aussi appelée : surface critique.

1.2.4 Les familles de supraconducteurs

À la suite des diverses découvertes, une grande variété de supraconducteurs a vu le jour. Ainsi, pour permettre une bonne classification, ces supraconducteurs ont été regroupés par famille, en tenant compte de leur température critique et de leur forme (fil ou massive).

- *BTc (basse température critique) et HTc (haute température critique)*

La découverte des cuprates en 1985 a donné naissance à des matériaux supraconducteurs possédant des températures critiques supérieures à $77\ K$. À partir de cet instant, l'azote liquide permettait un refroidissement très simple et peu coûteux des supraconducteurs donnant ainsi la possibilité à de nombreux laboratoires non spécialistes de la cryogénie, de s'intéresser aux futurs domaines d'applications. De plus, cela a permis, à travers d'expériences simples mais impressionnantes, comme la lévitation d'un aimant sur une pastille supraconductrice de présenter le phénomène au grand public.

La différence est depuis faite entre les supraconducteurs *HTc* (Haute Température critique) et les supraconducteurs *BTc* (Basse Température critique). Les plus connus et les plus utilisés dans les applications sont :

- Pour les *HTc* : le BSCCO à $110\ K$ et l'YBCO à $93\ K$
- Pour les *BTc* : le niobium étain à $10\ K$ (*NbTi*) et le niobium titane à $18{,}3\ K$ (*NbSn*)

Durant l'année 2000, un composé appelé le M_gB_2 intrigue le monde scientifique. Sa structure se rapproche des supraconducteurs *BTc* alors que sa température critique est de $39\ K$. Ce matériau est prometteur par sa simplicité de fabrication qui permet aujourd'hui une production industriellement très bon marché. Malgré sa température critique inférieure à 77K, ce matériau est habituellement classé dans la catégorie des matériaux *HTc*.

Le Tableau 1 présente les supraconducteurs *HTc* et *BTc* les plus répandus.

Dans la suite de l'exposé, nous nous intéresserons uniquement aux supraconducteurs *HTc*.

Tableau 1 Classification des supraconducteurs HTc *et* BTc *les plus utilisés.*

Catégorie	Matériau	Composition	Température critique (K)
HTc	*BSCCO*	Oxydes de bismuth, strontium, calcium et cuivre	110
	YBCO	Oxydes d'yttrium, baryum et cuivre	93
	MgB2	Diboride de magnésium	39
BTc	*NbSn*	Niobium et étain	18,3
	NbTi	Niobium et titane	10

♦ *Supraconducteur sous forme massive et de fil*

Dans les applications « forts champs magnétiques », on peut rencontrer des matériaux supraconducteurs HTc de deux aspects différents en fonction de leur utilisation.

Les supraconducteurs sous forme massive sont utilisés pour leur faculté de piégeage ou d'écrantage du champ magnétique. Ils peuvent être de forme cylindrique, cubique ou de tube. La Figure 1-7 est une photographie de supraconducteurs massifs en YBCO commercialisé par l'entreprise EVICO® [Evi]. Les pastilles commercialisées par cette entreprise peuvent avoir un diamètre allant jusqu'à $10\ cm$.

Ces supraconducteurs massifs peuvent être utilisés pour deux raisons :

- Le piégeage de champ magnétique dans un matériau supraconducteur est une alternative aux aimants permanents. Ce champ magnétique est piégé par l'intermédiaire de courants induits résultants de la variation d'un champ magnétique appliqué sur le supraconducteur. Le record à ce jour est détenu par des Japonais en 2003 avec une induction de $17\ T$ [Tom03], au milieu d'une pastille d'*YBCO* de $2\ cm$ de diamètre, refroidie à $29\ K$.
- L'écrantage de champ magnétique est basé également sur l'apparition de courant induit dans le matériau. Ces courants vont s'opposer au champ magnétique appliqué sur la pastille. On observe alors un comportement diamagnétique du matériau. Cette faculté est utilisée pour la réalisation de barrières magnétiques ou pour guider le flux magnétique (concentration de flux).

A ce jour, les meilleures performances en matière de piégeage et d'écrantage sont relevées sur des supraconducteurs massifs de composition YBCO.

Figure 1-7 Exemple de matériaux supraconducteurs massifs de composition YBCO commercialisés par l'entreprise EVICO ® [Evi].

Les supraconducteurs sous forme de fil sont destinés à remplacer les âmes conductrices conventionnelles comme le cuivre ou l'aluminium. Ils peuvent être utilisés sous forme bobinée pour la fabrication d'électro-aimants ou sous forme de câble pour des applications de transport d'énergie. Pour comparaison, la densité de courant admissible d'un ruban YBCO refroidi à $30\,K$ peut atteindre $1000\,A/mm^2$ soit 200 fois plus élevée que la densité de courant dans le cuivre, fixée habituellement à $5\,A/mm^2$.

La Figure 1-8 présente des photographies de fils supraconducteurs.

Dans la suite de l'exposé, nous nous focaliserons uniquement sur les fils supraconducteurs.

Figure 1-8 Exemples de supraconducteurs filamentaires [Rik, Spe, Ren]

1.3 Les technologies de fils supraconducteurs (*HTc*)

Dans cette partie, nous présentons trois technologies de fils supraconducteurs. Nous allons dans un premier temps expliquer leurs compositions, leurs méthodes de fabrication et leurs avantages. Puis, nous comparerons leurs performances en termes de densité de courant critique en fonction du champ magnétique appliqué, de la température de refroidissement et des coûts de fabrication.

1.3.1 BSCCO

Le fil BSSCO est un composé supraconducteur à base de bismuth. La technique de fabrication de ce fil est appelée PIT (Powder In Tube) et est illustrée sur la Figure 1-9.

Elle nécessite de suivre plusieurs étapes de fabrication :

① Une poudre contenant le composé supraconducteur, appelé précurseur, subit un traitement thermique à forte température.

② Le précurseur est ensuite injecté dans un tube qui sert de stabilisateur, aussi appelé matrice. Son rôle est multiple : il permet un bon refroidissement du supraconducteur, il offre une bonne résistance mécanique et fait office de shunt lors d'une transition. Il est habituellement composé d'un alliage d'argent, d'inox ou de cuivre.

③ Le diamètre du tube est ensuite réduit par plusieurs étapes de tréfilage pour obtenir un fil monobrin.

④ L'étape suivante consiste à découper le fil monobrin en plusieurs segments et de les intégrer en parallèle dans un second tube stabilisateur pour obtenir un fil multibrin.

⑤ Ce fil multibrin passe dans une seconde étape de tréfilages permettant de réduire son diamètre de l'ordre de la dizaine de micromètres.

⑥ Finalement, le fil subit un dernier traitement thermique. Optionnellement, il peut également être laminé sous forme de ruban pour augmenter sa tolérance aux courbures. Cependant, ce changement géométrique entraine un comportement anisotrope du ruban vis-à-vis du champ magnétique.

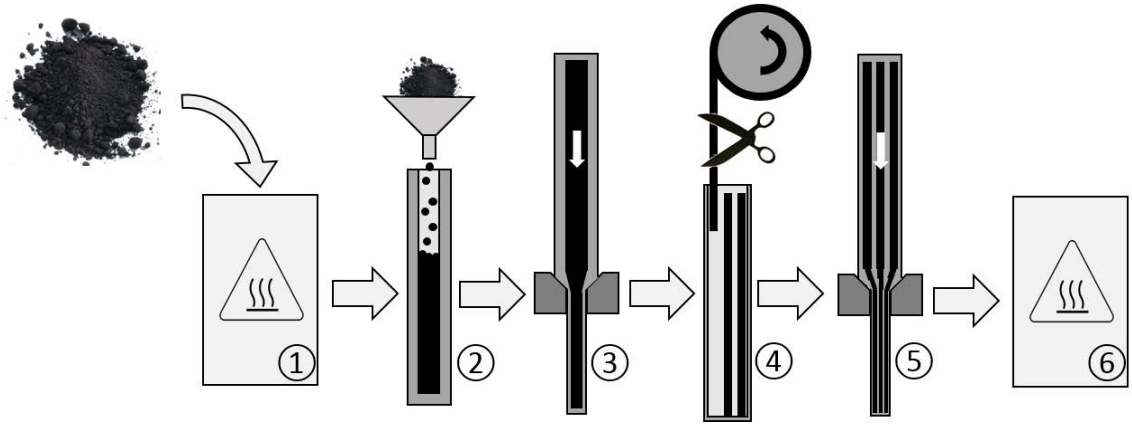


Figure 1-9 Processus de fabrication PIT (Powder In Tube).

Cette dépendance anisotrope face au champ magnétique appliqué est visible sur la courbe Figure 1-11 [Sun11]. Ces données proviennent du fabricant SUMITOMO® [Glo] et concernent des mesures menées sur un ruban de type H présenté Figure 1-10 (appellation du constructeur). Le champ magnétique perpendiculaire représente le champ magnétique appliqué orthogonalement au méplat du ruban.

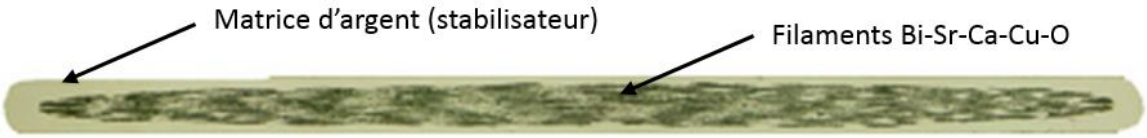


Figure 1-10 Section d'un ruban supraconducteur BSCCO de type H (SUMITOMO®).

Les inconvénients majeurs des fils supraconducteurs en BSCCO proviennent de sa matrice stabilisatrice. En effet, pour assurer un bon fonctionnement du fil, elle doit être composée en grande partie d'argent. Cela induit de fortes répercussions sur les coûts de fabrication [Mal99] et baisse sa résistance mécanique. Ainsi, malgré un processus de fabrication simple, il est compliqué de fabriquer de grandes longueurs de fil.

Par exemple, le fabricant SUMITOMO® permet de réaliser des longueurs de fils allant jusqu'à $1500\ m$. Pour des longueurs supérieures, des techniques de soudure existent, mais induisent une résistance de contact allant de $70\ n\Omega$ à $90\ n\Omega$ pour chaque soudure.

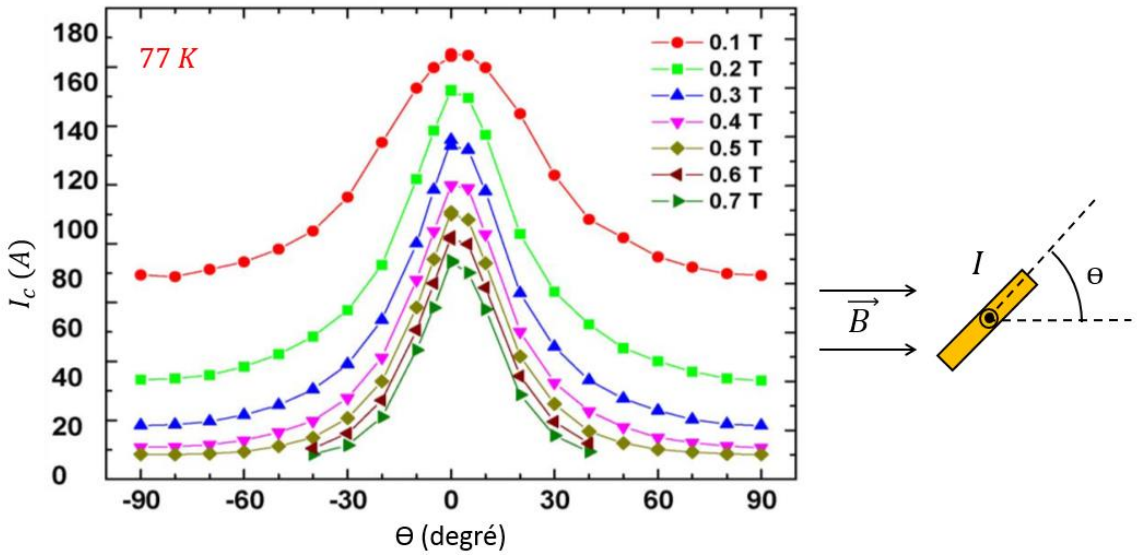


Figure 1-11 Dépendance du courant critique d'un ruban supraconducteur BSCCO de type CA50 à 77 K(SUMITOMO®) [Sun11].

1.3.2 YBCO

Les YBCO sont des supraconducteurs à base d'yttrium. La technique de fabrication de ces rubans appelée « couche déposée » ou « coated conductor » est très complexe. La Figure 1-12 illustre un exemple de ruban commercialisé par SUPERPOWER® [Pow]. Il est constitué de plusieurs couches extrêmement fines de matériaux déposés.

La totalité des courants dans le ruban est concentrée dans la couche supraconductrice épaisse de $1\ \mu m$ qui représente environ 1% de la section totale du ruban. Cette technologie possède à ce jour les meilleures performances en termes de courant de transport qui résultent de la grande pureté de la couche supraconductrice monocristalline déposée.

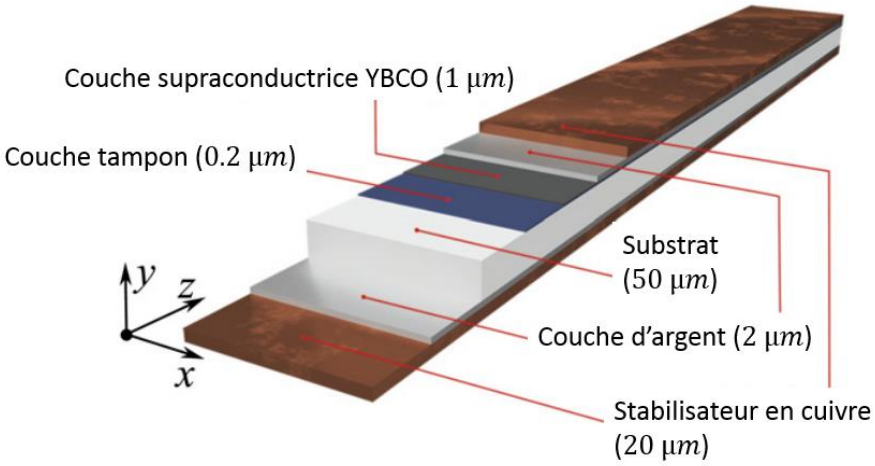


Figure 1-12 Exemple de ruban YBCO commercialisé par SUPERPOWER®.

Cependant, cette qualité de fabrication entraine un coût de production très élevé et des temps de fabrication relativement lents qui limitent la taille des rubans à quelques centaines de mètres. Pour exemple, les fabricants SUPERPOWER® et BRUCKER® [Bru] proposent des longueurs de ruban n'excédant pas $300\ m$. Comme pour le BSSCO, des techniques de soudure existent, mais apportent des résistances de contact d'environ $20\ n\Omega$ (source SUPERPOWER®).

1.3.3 M_gB_2

Le M_gB_2 est un composé de diboride de magnésium qui possède un état supraconducteur en dessous de $39\ K$. Il possède des performances beaucoup plus faibles que les BSCCO et les YBCO. Néanmoins, son processus de fabrication tire les avantages des deux technologies de fil précédemment évoquées. En effet, c'est un supraconducteur multibrin confectionné par la méthode PIT et il ne nécessite aucun matériau noble pour sa fabrication. Sa matrice stabilisatrice est généralement constituée de cuivre, de fer ou de nickel. Cela fait de lui un conducteur très robuste et économique.

Le fabricant COLUMBUS SUPERCONDUCTORS® [Col] propose plusieurs types de fil en M_gB_2 allant jusqu'à une longueur de $5\ km$. La Figure 1-13 est une photographie de trois types de fil en M_gB_2 possédant de gauche à droite : 19, 36 et 91 brins.

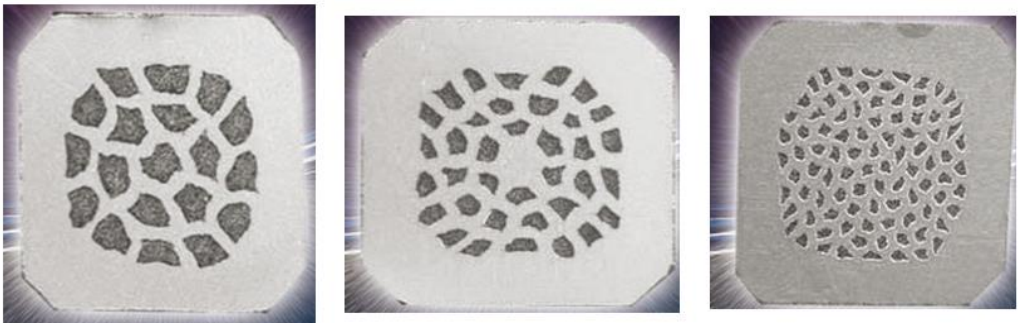


Figure 1-13 Fils en M_gB_2 commercialisés par COLUMBUS SUPERCONDUCTOR®, de gauche à droite, un fil de 19, 36 et 91 brins.

1.3.4 Performances

Dans cette section, nous allons mettre en concurrence les trois technologies de fil supraconducteur présentées précédemment. Pour cela, nous allons comparer leurs performances en termes de densité de courant de transport en fonction du champ magnétique appliqué, de la température d'utilisation et de leur coût à l'achat. Les données sont tirées des articles [Zha13, Aya08, Kit05] (Figure 1-14).

Les trois fils possèdent une structure plate (ruban) qui entraine une dépendance anisotrope face au champ magnétique. Ainsi, pour comparer soigneusement leurs performances, nous avons fait le choix de tenir compte uniquement de la composante de champ magnétique perpendiculaire qui apporte le plus de dégradation.

De plus, dans les applications intégrant des supraconducteurs, le champ magnétique appliqué sur les rubans supraconducteurs a rarement pour origine uniquement le champ propre issu d'un fil. Pour cela, nous avons fait le choix de comparer les performances des rubans supraconducteurs pour une induction perpendiculaire de $2\ T$ et un refroidissement à une température de $20K$.

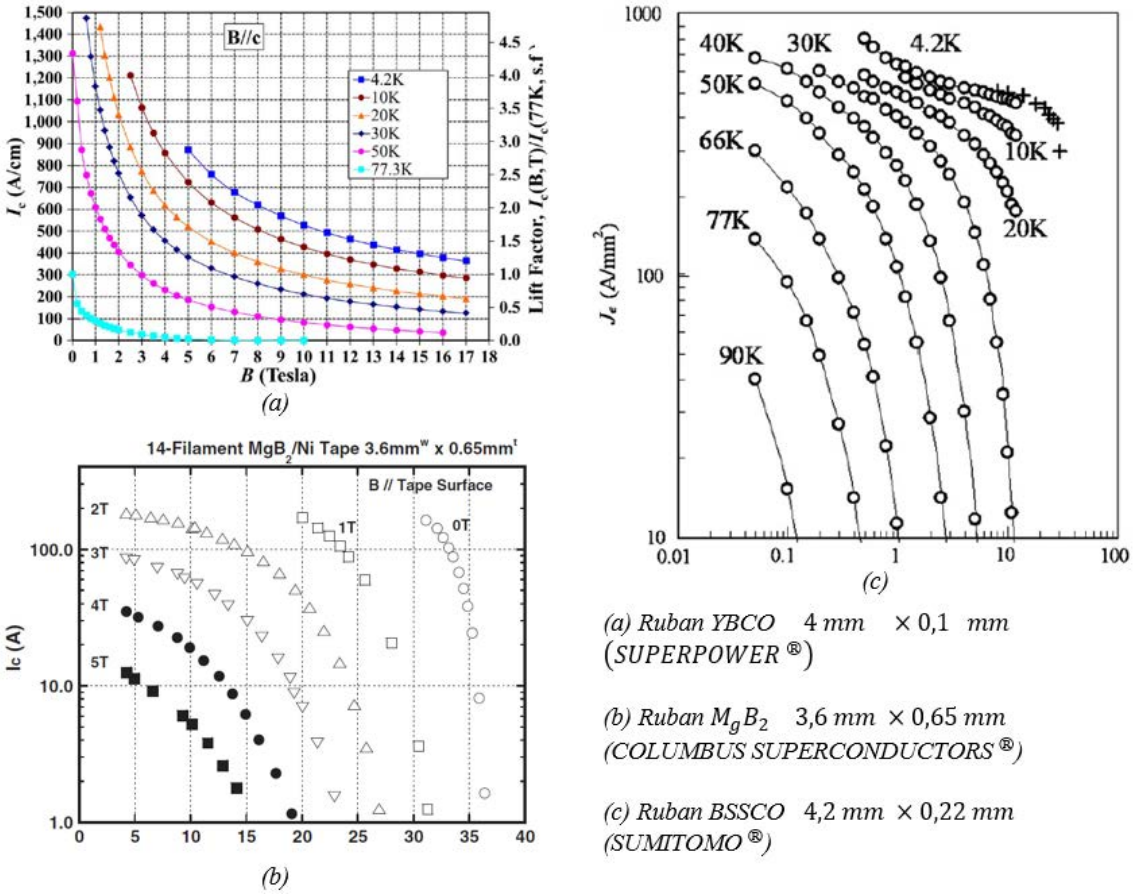


Figure 1-14 Donnés de comparaison des rubans YBCO, BSCCO et M_gB_2 [Zha13, Aya08, Kit05].

La Figure 1-15 compare la densité de courant critique (a) et le courant critique (b) de chaque ruban en fonction de la température d'utilisation. Nous constatons dans le cas du courant critique (b) que le BSCCO et l'YBCO possèdent des caractéristiques très proches. Cependant, la faible section active de l'YBCO ($0{,}4\ mm^2$) face au BSCCO ($0{,}924\ mm^2$) rend le conducteur plus compact, donc plus performant. Concernant le M_gB_2, en plus de posséder une température critique de $39\ K$, on constate que ses performances sont très faibles par rapport au BSCCO et à l'YBCO.

Pour vérifier la dépendance en champ magnétique de chaque fil, la Figure 1-16 propose une comparaison des caractéristiques $I_c(B_\perp)$ à $20K$. On constate une forte ressemblance entre le BSCCO et l'YBCO. Le M_gB_2 quant à lui, voit son courant critique diminuer très rapidement en fonction du champ magnétique appliqué.

Un second point de comparaison très important est le prix d'achat de ces rubans. Comme critère de comparaison et pour tenir compte des variations des performances en fonction de la température, les constructeurs expriment les coûts de ventes en $\$/kA/m$ pour une induction appliquée fixée. Pour comparer le prix de ces fils supraconducteurs dans le cas d'une application en électrotechnique, nous fixons le champ magnétique appliqué à $2\ T$.

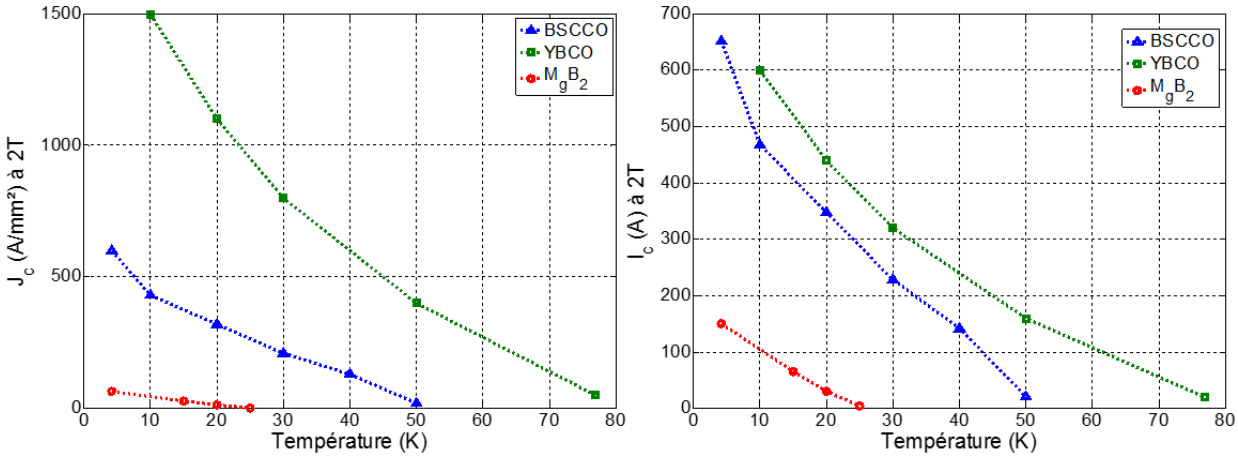


Figure 1-15 Densité de courant critique (a) et courant critique (b) du BSCCO, de l'YBCO et du M_gB_2 en fonction de la température à $2T$.

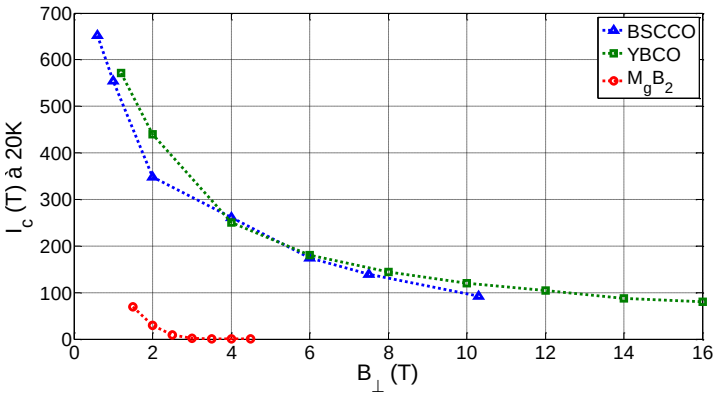


Figure 1-16 Courant critique en fonction de $B_\perp$ à $20K$.

Les informations en notre possession pour réaliser cette étude sont les archives d'achats de ruban supraconducteur issues de notre laboratoire. Ces achats se portent sur des tailles d'échantillon allant de 25 à $240\ m$. De ce fait, on peut imaginer que ces prix peuvent être revus à la baisse lors de commande de plusieurs kilomètres. Le Tableau 2 présente le détail des prix appliqués pour les fils BSCCO et YBCO. Concernant le prix du M_gB_2 le fabricant COLUMBUS SUPERCONDUCTOR® a annoncé en 2011 pouvoir atteindre des coûts de production de $0{,}5\ \$/m$ pour 2014 [Col].

En utilisant les données $I_c(T)$ de la Figure 1-15-b et ces données tarifaires, nous obtenons les coûts d'achat en $\$/kA/m$ de chaque fil en fonction de la température sous une induction perpendiculaire de $2\ T$. Ces résultats sont présentés sur la Figure 1-17.

En restant sur une comparaison entre le BSCCO et l'YBCO, nous pouvons conclure que pour le même prix d'achat, l'YBCO possède des performances identiques au BSCCO, mais avec une section active divisée par 2.

Concernant le M_gB_2, malgré sa température critique basse et ses performances médiocres, son faible prix lui permet d'être compétitif pour une utilisation en dessous d'une température de $20\ K$ et d'un champ magnétique appliqué inférieur à $2\ T$.

Tableau 2 Données tarifaires des fils supraconducteurs.

Technologie	Quantité (m)	Prix ($\$/m$)
BSCCO	240	25,45
YBCO	25	35
M_gB_2	-	0,5 [Col]

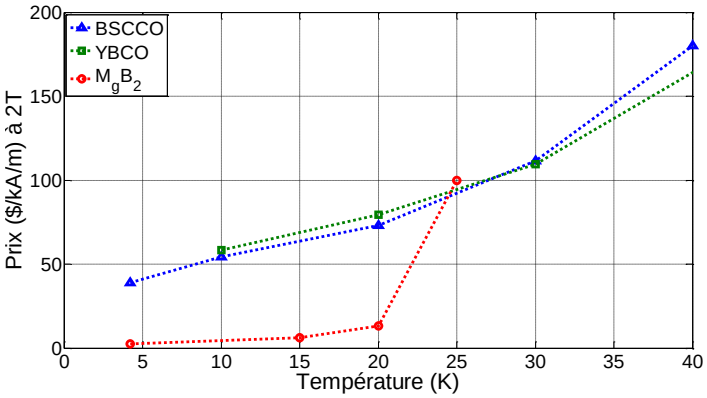


Figure 1-17 Prix des fils supraconducteurs en $\$/kA/m$ en fonction de la température.

1.4 Les machines électriques supraconductrices

1.4.1 Pourquoi utiliser les supraconducteurs ?

Les machines électriques conventionnelles utilisant du cuivre, du fer et des aimants permanents possèdent une très bonne compacité et un bon rendement. Ces résultats sont le fruit de plus d'un siècle de savoir-faire, mais également des progrès réalisés dans le domaine de la modélisation numérique et des outils mathématiques d'optimisation. Ainsi, les parties actives composant ces machines sont utilisées de manière optimale afin de fournir les meilleures performances possible.

Cependant, aujourd'hui de nouvelles applications embarquées, telles que la propulsion marine ou l'éolien, exigent un gain en compacité et en rendement supplémentaire qui est impossible à obtenir avec les limitations technologiques que l'on connait sur les machines conventionnelles.

Il est alors nécessaire d'apporter dans le dimensionnement de ces machines électriques une nouvelle variable de conception issue d'un saut technologique. Nous proposons dans cette thèse l'utilisation des matériaux supraconducteurs. Ils permettent d'augmenter les densités de courant dans la machine, tout en diminuant les pertes Joule.

Les avantages apportés par l'utilisation des supraconducteurs peuvent être montrés d'un point de vue théorique par comparaison d'un moteur conventionnel synchrone à pôle saillant et d'une machine de même topologie utilisant des supraconducteurs (Figure 1-18).

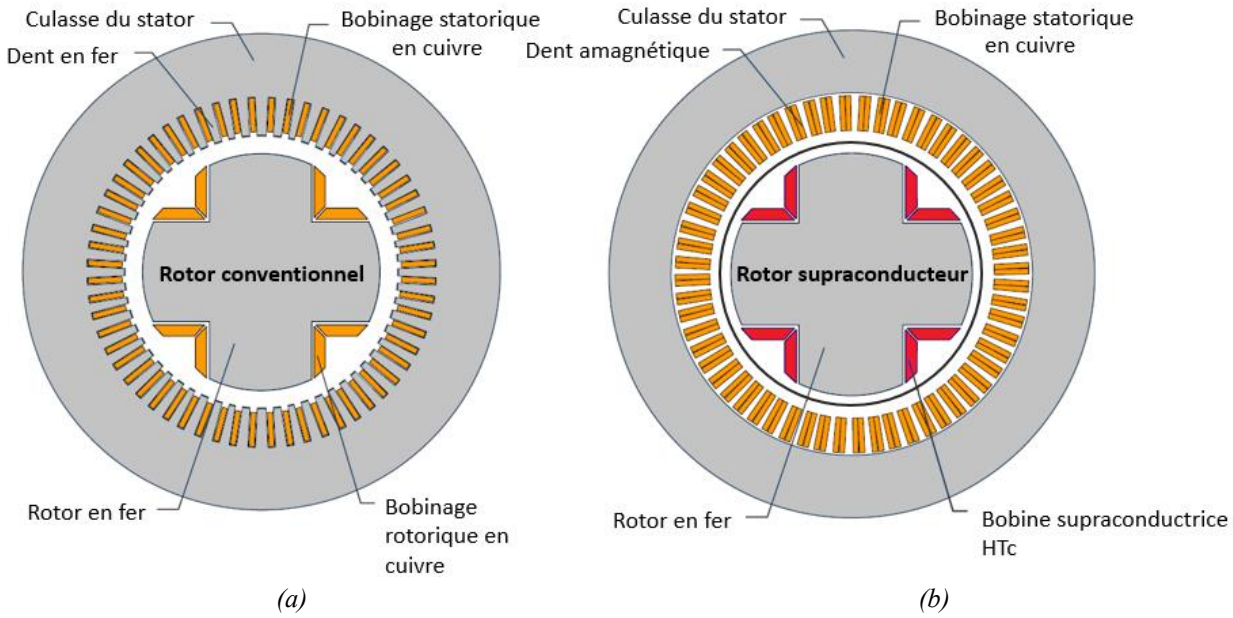


Figure 1-18 Comparaison entre une machine conventionnelle (a) et supraconductrice (b).

Nous notons les différences suivantes entre la machine conventionnelle (a) et supraconductrice (b):

- Le bobinage en cuivre du rotor est remplacé par un bobinage supraconducteur.
- Le champ magnétique dans l'entrefer passe de $1\ T$ à $2\ T$.
- Les dents statoriques sont amagnétiques.
- L'absence de dent ferromagnétique au stator permet de doubler le volume de cuivre.

En calculant les forces de Lorentz appliquées sur les conducteurs statoriques, il est aisé de calculer le couple électromagnétique et ainsi la compacité de la machine. On constate ainsi d'un point de vue théorique qu'en doublant l'induction magnétique dans l'entrefer et en augmentant d'un facteur 2 le volume de cuivre au niveau du stator, le gain en compacité de la machine augmente d'un facteur 4. Ainsi, en considérant uniquement les conducteurs actifs de la machine, le simple remplacement des conducteurs du rotor permettrait une rupture en termes de performance de la machine.

Au niveau du bilan des pertes dans la machine, on constate les différences suivantes :

- pertes Joule au rotor quasi nulles.
- pertes fer au stator réduit par l'absence des dents ferromagnétiques.
- augmentation des pertes Joules au stator.
- ajout de pertes issues du système cryogénique.

Il est toutefois important de souligner que ces pertes ramenées à la puissance de la machine permettent un gain de rendement comparé aux topologies conventionnelles.

Le Tableau 3 offre un récapitulatif en per unit ($p.u$) de l'étude décrite ci-dessus.

Tableau 3 Comparaison entre une machine conventionnelle et supraconductrice.

Type de machine	Conventionnelle	Supraconductrice
Ampère tours stator	$1\ p.u$	$2\ p.u$
Induction dans l'entrefer	$1\ T$	$2\ T$
Couple / Puissance	$1\ p.u$	$4\ p.u$
Pertes stator	$1\ p.u$	$2\ p.u$
Pertes rotor	$1\ p.u$ (pertes Joule)	$0\ p.u$ (pertes Joule) + Cryogénie
Pertes fer	$1\ p.u$	$< 1\ p.u$

D'autres études permettent de prédire des performances encore plus élevées en remplaçant par exemple le stator classique en cuivre par un stator bobiné avec du fil supraconducteur ou encore, en augmentant l'induction créée dans l'entrefer par l'inducteur à des valeurs de 3 à $5\ T$.

Ces machines peuvent alors se passer des parties ferromagnétiques (faible densité massique), mais nécessitent de grandes longueurs de fil supraconducteur et entrainent ainsi des coûts très élevés. De plus, ces niveaux d'induction induisent de fortes pressions magnétiques appliquées sur les fils supraconducteurs qu'il faut prendre en considération et qui limiteront inéluctablement les performances de la machine.

Ces études montrent que les supraconducteurs sont des candidats très intéressants pour augmenter les performances des machines actuelles. Nous avons vu que la technologie de fil supraconducteur existe d'ores et déjà. De plus, les améliorations en continu des performances des matériaux supraconducteurs et des systèmes cryogéniques assurent à ces applications un avenir prometteur.

1.4.2 Exemples de prototypes développés à travers le monde

Cette partie présente, à travers quelques exemples de machines supraconductrices développés dans le monde, les différents moyens d'intégration des matériaux supraconducteurs dans l'inducteur d'une machine électrique. Trois types de technologie ont été testés à ce jour :

- Utilisation des supraconducteurs sous forme de fil pour remplacer les conducteurs en cuivre, le champ magnétique est ainsi directement lié aux ampères-tours.
- Utilisation de supraconducteur massif comme alternative aux aimants permanents.
- Utilisations combinées des fils supraconducteurs et des supraconducteurs massifs. Les fils supraconducteurs sont utilisés pour générer de forts champs magnétiques et les pastilles permettent de moduler le champ dans l'entrefer (propriété diamagnétique). En comparaison avec les deux autres exemples d'utilisation qu'on qualifie de cryocopies par leur ressemblance avec les machines conventionnelles, cette topologie est la plus originale.

1.4.2.1 Les fils supraconducteurs dans les machines électriques

L'entreprise SIEMENS® [Sie] a développé deux alternateurs supraconducteurs d'une puissance de 400 kW et 4 MVA (Figure 1-19 et Figure 1-20). Ces deux machines à flux radiales comportent un inducteur à pôles saillants bobinés avec du ruban de type BSCCO et un stator comportant un bobinage en cuivre sans dents ferromagnétiques.

Le rotor est refroidi en injectant du néon liquide par l'intermédiaire d'un bout d'arbre ($25\ K$). La condensation du gaz néon est réalisée avec l'aide d'une tête froide (cryocooler) qui se trouve à l'extérieur du rotor. Ce système, appelé thermosiphon, nécessite l'emploi d'un accouplement permettant le transfert du fluide cryogénique du rotor (mobile) vers la tête froide, ainsi qu'un joint ferrofluide permettant l'étanchéité du vide cryogénique entre la partie tournante et la partie fixe.

La Figure 1-20 compare l'encombrement d'une machine conventionnelle avec la machine supraconductrice 4 MVA à $3600\ tr/min$. Il est important de souligner que la machine conventionnelle est parfaitement optimisée.

En prenant en compte les systèmes de refroidissement des deux machines, on constate que la machine supraconductrice est 36 % moins lourde et 20 % moins encombrante. Il est également intéressant de constater que la hauteur d'arbre passe de 80 cm à 50 cm.

La Figure 1-21 présente une comparaison des pertes associées à la machine supraconductrice 4 kVA et une machine conventionnelle optimisée. On constate un gain d'un point de rendement avec une solution supraconductrice.

En plus de l'amélioration du rendement et de la compacité, SIEMENS® annonce une meilleure qualité de la tension en raison d'une grande épaisseur d'entrefer qui permet de filtrer les harmoniques de champ magnétique (présence du cryostat), moins de vibration et de bruit acoustique grâce à l'absence de dents ferromagnétiques et une vitesse de rotation accrue compte tenu de la taille du rotor revu à la baisse.

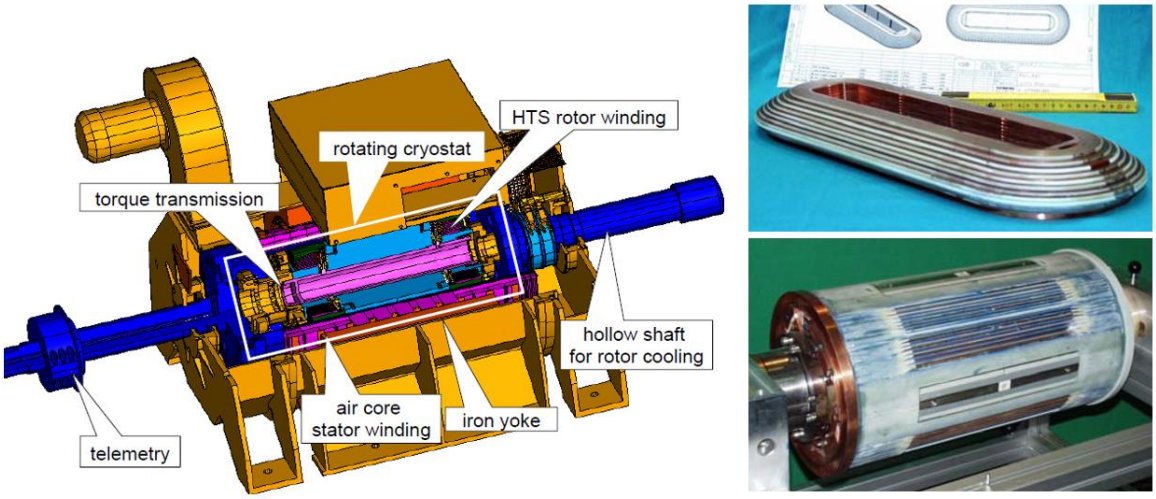


Figure 1-19 Représentation 3D d'un alternateur 400 kVA *et photographies de l'inducteur en BSCCO (SIEMENS®).*

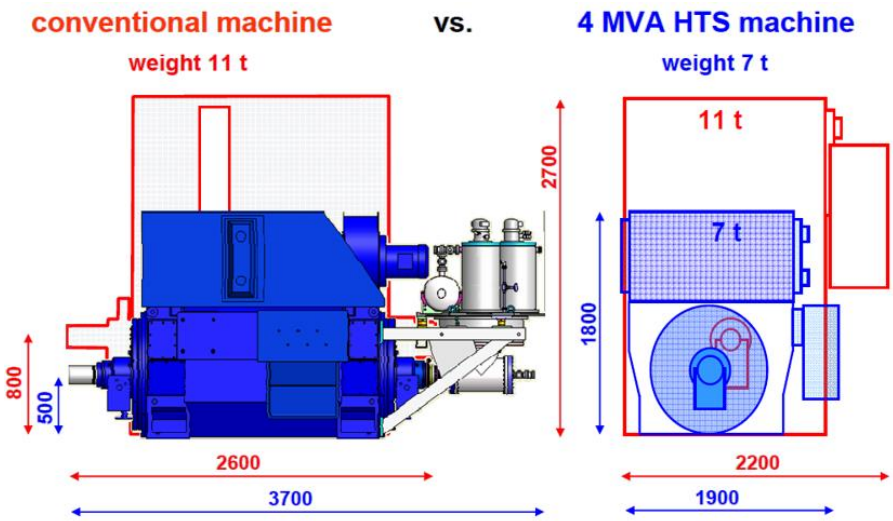


Figure 1-20 Encombrement d'une machine supraconductrice et conventionnelle 4 MVA.

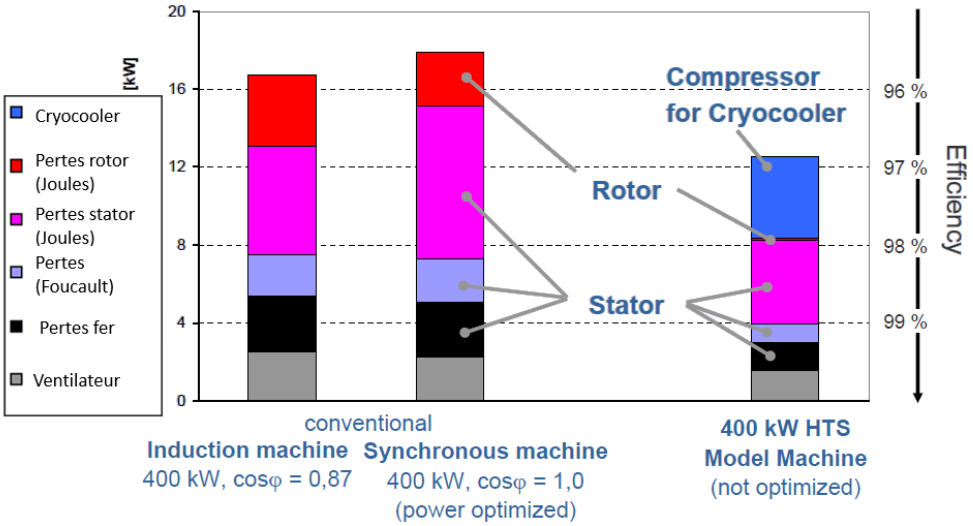
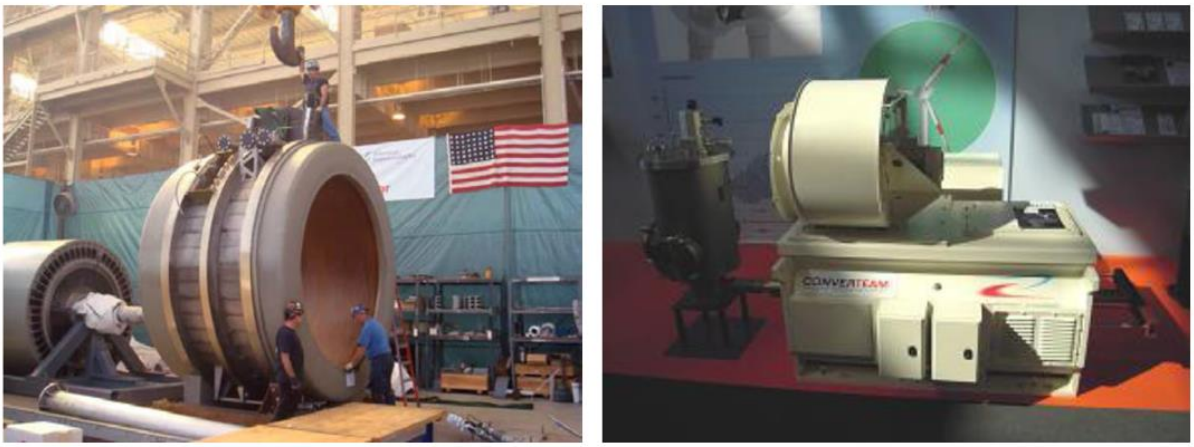


Figure 1-21 Bilan des pertes d'une machine supraconductrice et conventionnelle 4 kVA.

Une multitude d'autres machines supraconductrices respectant cette même topologie a été développée à travers le monde. On peut citer, par exemple, le moteur conçu par AMERICAN SUPRACONDUCTORS® [Ams] qui possède une puissance de 36,5 MW à 120 tr/min, ou encore, les moteurs conçus par CONVERTEAM®, aujourd'hui GENERAL ELECTRIC® [Ge], qui possèdent des puissances de 250 kW à 1500 tr/min (machine développée en partenariat avec le laboratoire GREEN [Mou10]) et 1,7 MW à 214 tr/min.

Ces topologies intéressent beaucoup les constructeurs, car la technologie demande un savoir-faire qui n'est pas très loin des machines conventionnelles. Il existe cependant des topologies plus originales basées sur l'intégration de supraconducteur massif dans l'inducteur.



(a) *(b)*

Figure 1-22 (a) Machine 36.5 MW - 120 tr/min *AMERICAN SUPERCONDUTORS* ®, *(b) Machine* 250 kW - 1500 tr/min *CONVERTEAM* ®.

1.4.2.2 Aimants supraconducteurs

Les aimants supraconducteurs sont une alternative aux aimants permanents. Leur but est d'augmenter le champ magnétique créé par l'inducteur en gardant les avantages des aimants permanents classiques. Ainsi, ces machines peuvent se passer des amenés de courants alimentant l'inducteur qui sont source de pertes cryogéniques par conduction.

Le challenge est alors de concevoir un système permettant une magnétisation des pastilles supraconductrices in situ dans l'enceinte du rotor. Deux techniques existent :

- **Le refroidissement de la pastille sous champ magnétique**. Cette méthode consiste à appliquer un champ magnétique de plusieurs teslas sur les pastilles avant de les refroidir à une température inférieure à T_c. Les performances de cette méthode sont limitées par l'amplitude du champ magnétique appliqué sur la pastille lors du refroidissement.
- **Le piégeage impulsionnel**. La pastille est refroidie hors champ, puis on applique un fort champ magnétique impulsionnel sur la pastille. Une fois l'impulsion finie, la pastille supraconductrice possède une induction rémanente. Comparée à la technique de refroidissement sous champ, cette méthode permet de piéger une forte valeur d'induction magnétique avec un système de magnétisation plus compact. Cependant, l'impulsion entraine des échauffements constituant des pertes cryogéniques supplémentaires et soumet les pastilles supraconductrices, ainsi que les éléments mécaniques du moteur à de fortes contraintes mécaniques.

La Figure 1-24 est un exemple de machine électrique basé sur ce principe [Mik06]. C'est une machine à flux axial de puissance $16\ kW$ à $760\ tr/min$.

Elle a été réalisée et testée par l'entreprise KITANO® [Kit]. Son inducteur est composé de huit pastilles supraconductrices de $84\ mm$ de diamètre et de $20\ mm$ d'épaisseur, refroidies à l'azote liquide ($77\ K$).

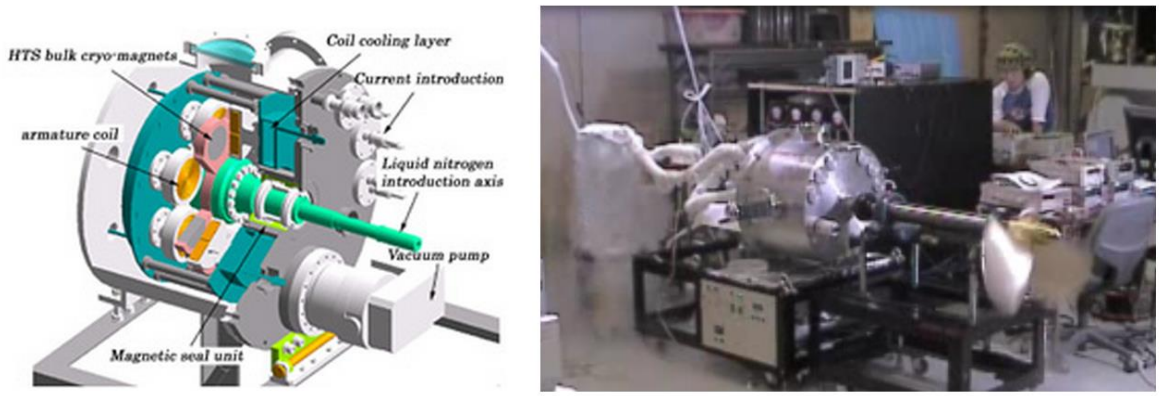


Figure 1-23 Moteur synchrone à flux axial avec un inducteur comportant des aimants supraconducteurs réalisé par l'entreprise KITANO® ($16\ kW - 760\ tr/min$) [Mik06].

La magnétisation des pastilles supraconductrices est effectuée par piégeage impulsionnel. Le système est illustré sur la Figure 1-24. Il est composé d'un rotor comportant les pastilles supraconductrices, d'un stator comportant des bobines concentriques de formes rondes en cuivre et d'une série de bobines magnétisantes également en cuivre.

Les bobines magnétisantes appliquent sur les pastilles supraconductrices une impulsion d'une durée de $5.5\,ms$ avec un pic de courant à $1200\,A$, cela correspond à une induction maximale appliquée sur la pastille de $4{,}5\,T$. Le champ magnétique rémanent résultant de ce processus est de $1.04\,T$.

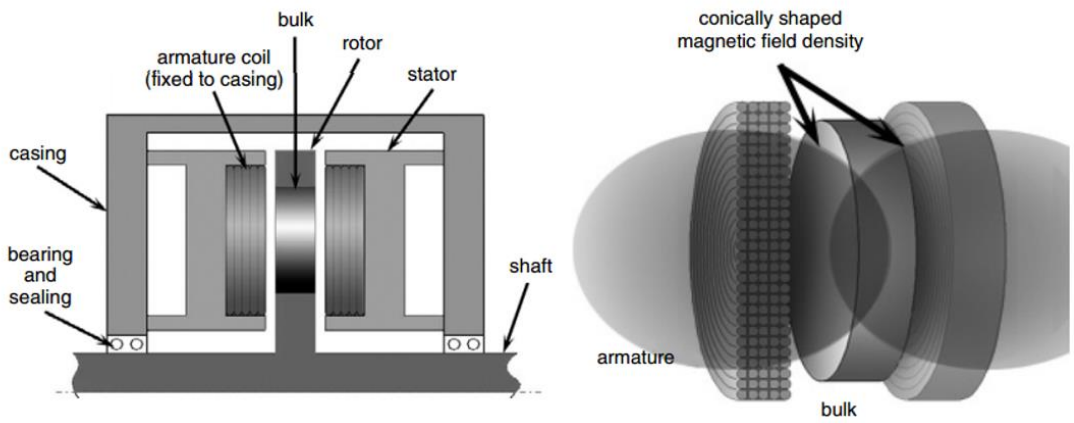


Figure 1-24 Technique de magnétisation des pastilles supraconductrices [Mik06].

1.4.2.3 Concentration de flux

Ces machines ont été imaginées et testées par le laboratoire du GREEN. La Figure 1-25 illustre leur principe : (a) un inducteur à modulation de flux [Ail06, Mas02] et (b) un inducteur à déviation de flux [Mou10, Alh15].

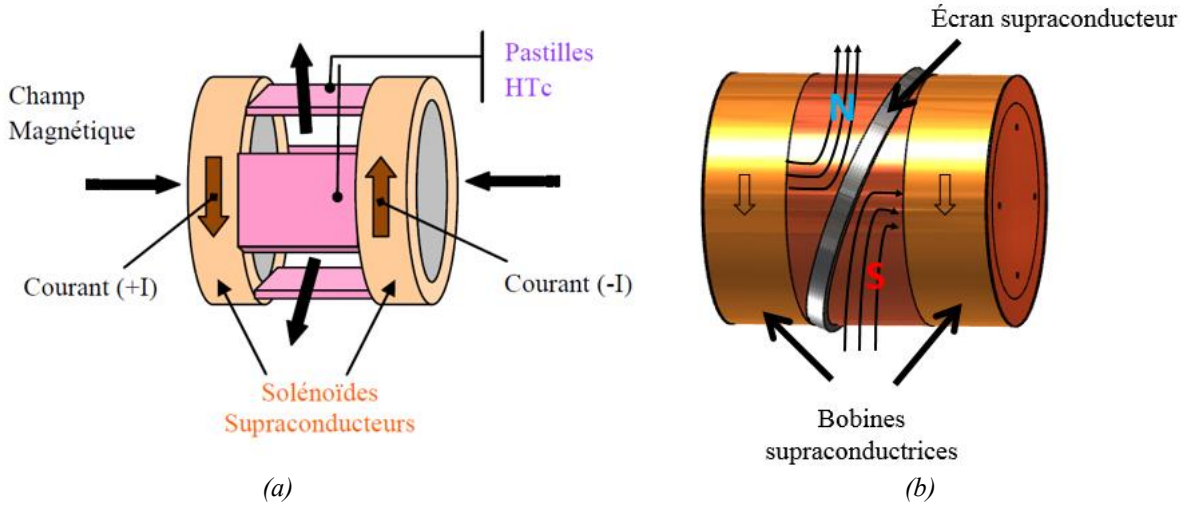


Figure 1-25 (a) inducteur à modulation de flux [Ail06, Mas02], (b) inducteur à déviation de flux [Mou10, Alh15].

La particularité de ces inducteurs porte sur l'utilisation combinée de fils supraconducteurs et de supraconducteurs massifs. Deux bobines supraconductrices sont placées de part et d'autre de l'inducteur dans la direction axiale pour créer un fort champ magnétique et des supraconducteurs massifs sont utilisés pour moduler le champ magnétique dans l'entrefer (propriété diamagnétique).

L'inducteur à modulation de flux (a) possède deux bobines créant un fort champ magnétique de sens opposés. En passant dans l'entrefer, ce champ magnétique est modulé par des écrans supraconducteurs. Le champ magnétique dans l'entrefer est alors maximal entre deux pastilles supraconductrices et s'annule pratiquement au-dessus d'un supraconducteur massif. On obtient finalement une composante alternative du champ magnétique suivant la direction azimutale dans l'entrefer qui servira à la création du couple. Une composante continue du champ magnétique est également présente dans l'entrefer. Cette composante entraine des efforts mécaniques supplémentaires et ne participe pas à la création du couple. Pour pallier ce problème, une nouvelle structure a été développée : l'inducteur à déviation de flux.

L'inducteur à déviation de flux (b) quant à lui est composé de deux bobines supraconductrices créant un champ magnétique de même direction dans le sens axial. Ce champ magnétique en passant au centre de l'inducteur est dévié par une pastille supraconductrice placée en biais. Ainsi, le champ magnétique se reboucle dans l'entrefer en créant une alternance de polarité magnétique dans le sens azimutal à valeur moyenne nulle. Cette structure élimine la composante de champ magnétique continu présente dans la structure à modulation de flux, mais limite la polarité de la machine à une paire de pôles.

Ces deux structures ont été réalisées et testées au sein du laboratoire GREEN. Les machines positionnées verticalement possèdent un induit tournant pour faciliter la mise en œuvre de la cryogénie. Les inducteurs ont été refroidis par immersion dans un bain d'hélium liquide ($4{,}2\ K$).

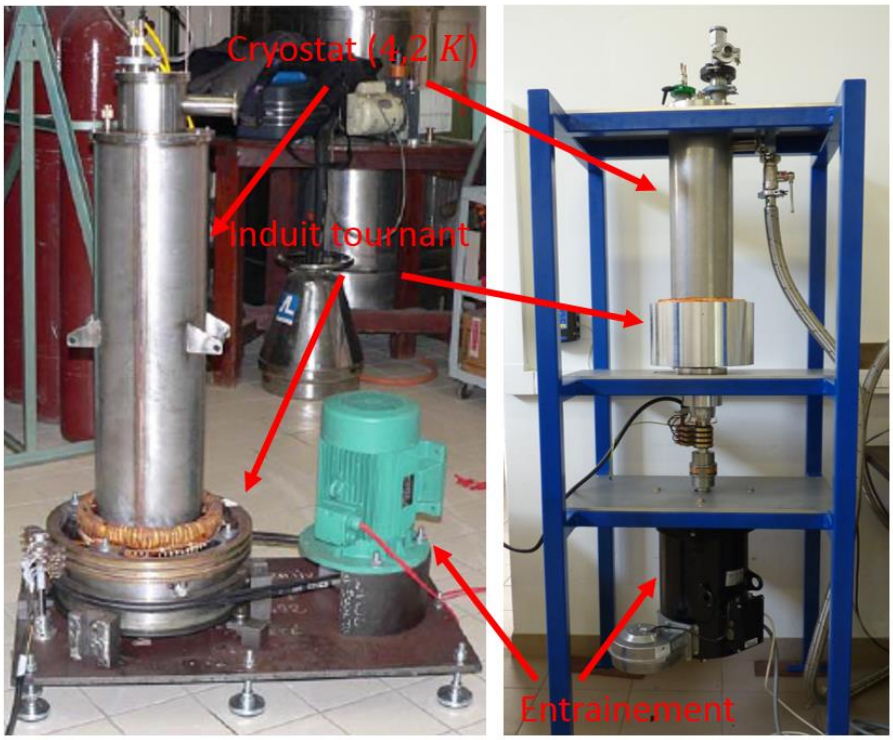
La Figure 1-26 présente deux photographies représentant les bancs de test des deux prototypes.

1.5 La transmission du couple à la charge

L'utilisation de supraconducteur dans l'inducteur d'une machine électrique nécessite de dimensionner un système cryogénique permettant de refroidir les parties supraconductrices à une température inférieure à la température critique.

Pour cela, l'inducteur supraconducteur est entouré d'une paroi isolante, appelée cryostat, composé habituellement d'un vide d'air pour diminuer les pertes par conduction et d'un écran thermique limitant le rayonnement.

Dans cette partie, nous présentons l'organe mécanique, appelé « torques tubes », utilisé dans les machines supraconductrices pour transmettre le couple électromagnétique de l'inducteur froid vers la charge, à travers le cryostat. Leur dimensionnement repose sur un problème multi physique combinant des contraintes mécaniques et thermiques.



(a) *(b)*

Figure 1-26 Réalisation et test des inducteurs à concentration de flux, (a) modulation de flux [Ail06], (b) déviation de flux [Alh15].

Nous présenterons également dans une seconde section, une alternative aux « torques tubes » : les accouplements magnétiques. Ils permettent de transmettre sans contact le couple électromagnétique à travers le cryostat, ce qui diminue fortement les pertes par conduction.

1.5.1 Les « torques tubes »

Les « torques tubes » sont des éléments importants des machines supraconductrices. Ils transmettent le couple mécanique de l'inducteur supraconducteur froid vers la charge (température ambiante).

Ils doivent être très robustes mécaniquement pour tolérer, lors d'un défaut, le couple électromagnétique. Celui-ci peut atteindre plusieurs dizaines de fois le couple nominal dans des machines conventionnelles et encore plus pour les machines supraconductrices qui possèdent une réactance synchrone très faible, du fait de l'absence d'encoche ferromagnétique et de la présence d'un grand entrefer.

Leurs caractéristiques thermiques doivent également limiter au maximum les flux thermiques par conduction entre la partie froide et la partie chaude pour limiter le surcoût lié au système cryogénique.

Pour exemple, la Figure 1-27 représente la consommation spécifique d'un système cryogénique en fonction de la température de fonctionnement [Tec]. On constate que pour extraire $10\ W$ à une température de $4\ K$, il est nécessaire de fournir une puissance électrique aux cryopompes de $7{,}4\ kW$.

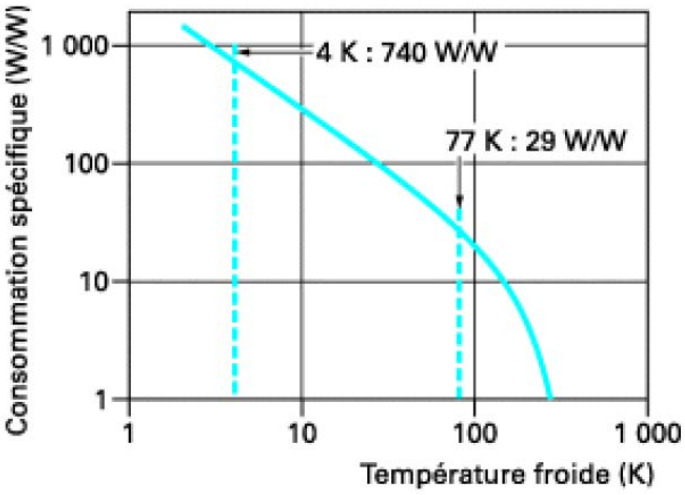


Figure 1-27 Exemple de consommation spécifique d'un système cryogénique [Tec].

Les « torques tubes » sont ainsi conçus avec des matériaux très résistants mécaniquement qui possèdent une intégrale de conductivité thermique la plus faible possible, par exemple la fibre de verre. Pour augmenter au maximum la résistance thermique du « torque tube », on peut également augmenter sa longueur (longueur séparant les deux températures) ou diminuer sa section, mais cela diminue ses performances en termes de tenue mécanique.

La Figure 1-28 est une photographie présentant les « torques tubes » utilisés dans une génératrice supraconductrice d'une puissance de $100\ kVA$ à $3000\ tr/min$ [Mos05]. Ces « torques tubes » sont fabriqués par assemblage de plusieurs pièces en $G10$. On peut constater la taille non négligeable des « torques tubes » par rapport à la taille des parties actives (la taille du rotor est environ multipliée par 2 dans cet exemple).

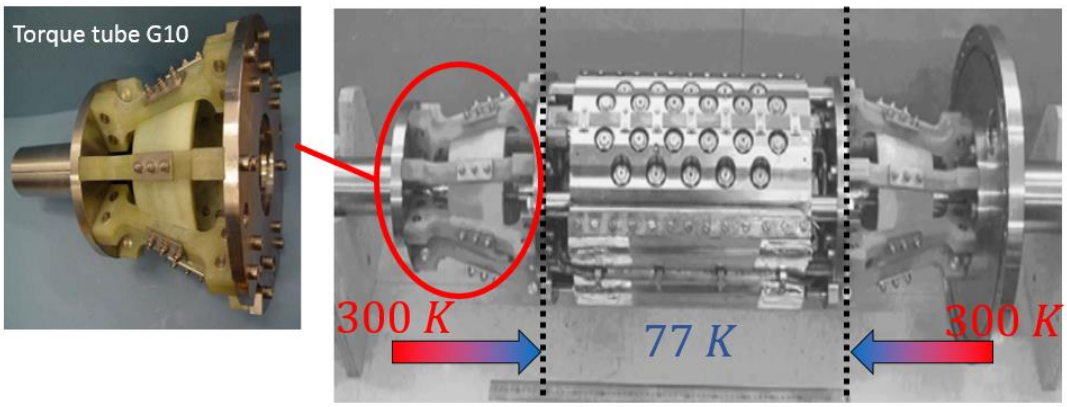


Figure 1-28 Exemple d'un torque tube utilisé dans un générateur $100\ kVA - 3000\ tr/min$*, refroidie à l'azote liquide (77 K) [Mos05].*

La Figure 1-29 présente un essai destructif d'un « torque tube » présent dans un générateur d'une puissance de $400\ kW$ à $1500\ tr/min$ [Kum05]. Le couple électromagnétique au point de fonctionnement nominal de cette machine est de $2{,}55\ kN.m$. Ainsi, afin d'accepter les efforts lors d'un défaut, on constate que le « torque tube » est dimensionné pour résister à un couple maximal de $32\ kN.m$, soit 12 fois plus que le fonctionnement nominal.

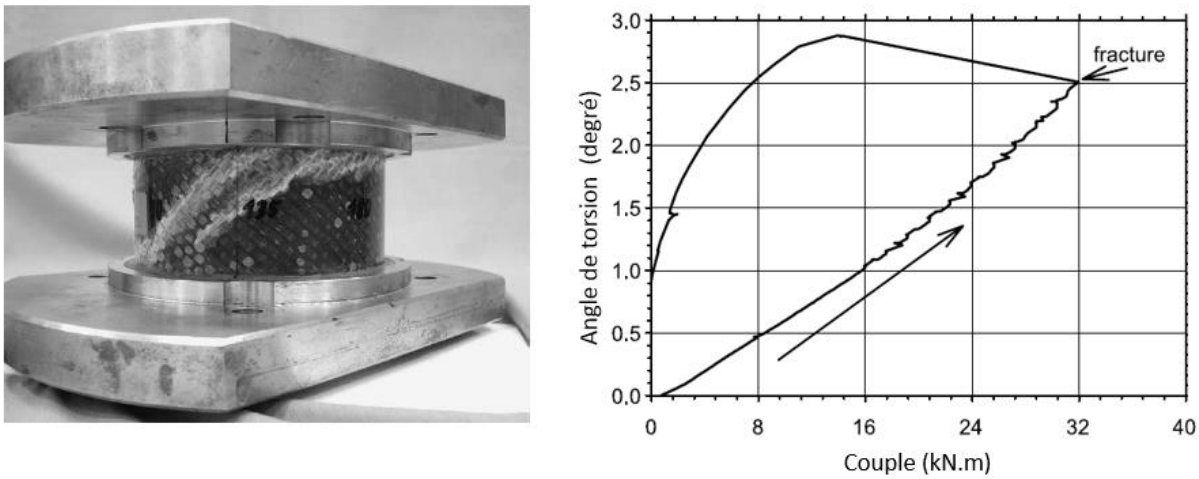


Figure 1-29 Essai destructif d'un torque tube développé pour un générateur $400\ kW - 1500\ tr/min$ *[Kum05].*

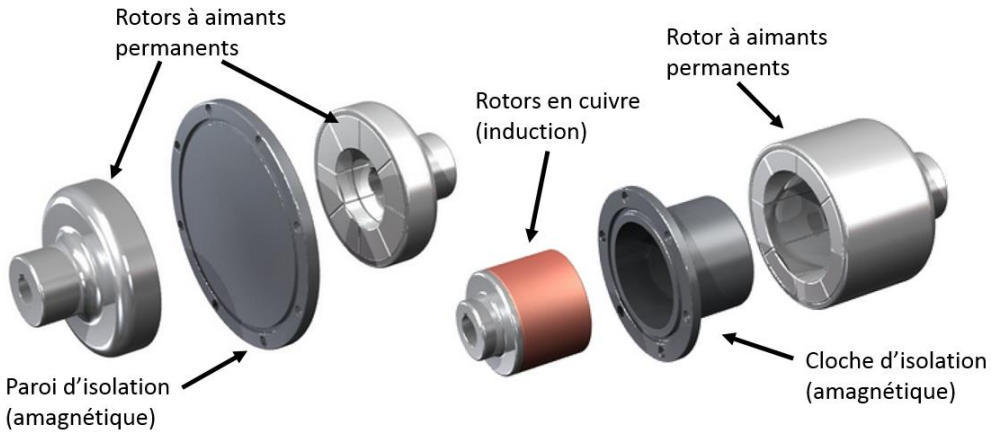
1.5.2 Les accouplements magnétiques

Les accouplements magnétiques sont une alternative aux « torques tubes ». Ils possèdent la faculté de transmettre un couple sans contact entre deux milieux et par la même occasion de réduire les pertes thermiques par conduction dans le cas d'une machine supraconductrice. De plus, l'absence de contact mécanique élimine le problème de surcharge rencontré lors de défauts de court-circuit.

La Figure 1-31 présente deux types d'accouplements magnétiques commercialisés par l'entreprise DEXTERMAG® [Tex]: (a) accouplement synchrone à flux axial composé de deux rotors à aimants permanents parfaitement identiques, et (b) accouplement asynchrone à flux radial comportant un rotor à aimant permanent et un rotor en cuivre. L'isolation entre les deux milieux est réalisée par une cloche ou une paroi amagnétique. Dans l'industrie, ces accouplements sont utilisés principalement dans le but d'isoler hermétiquement deux milieux. Par exemple, les applications liées à la chimie : pompes hydrauliques ou agitateurs [Ktr, Ene10].

Des travaux ont été réalisés au sein du laboratoire du GREEN pour intégrer des supraconducteurs dans des topologies d'accouplements magnétiques [Bel14]. La Figure 1-31 illustre par un dessin en 3D un de ces accouplements qui a été testé à l'azote liquide. Il est composé d'un rotor à aimant permanent se trouvant du côté de la charge (température ambiante) et d'un rotor muni de bobines supraconductrices en BSCCO se trouvant dans la partie froide (cryogénique).

Comme pour les moteurs, les supraconducteurs sont utilisés pour d'augmenter la compacité. De plus, l'accouplement supraconducteur permet de remplacer les « torques tubes » présents dans les machines supraconductrices.



(a) *(b)*

Figure 1-30 Accouplements magnétiques commercialisés par l'entreprise DEXTERMAG ®, (a) accouplement synchrone à flux axial, (b) accouplement asynchrone à flux radial.

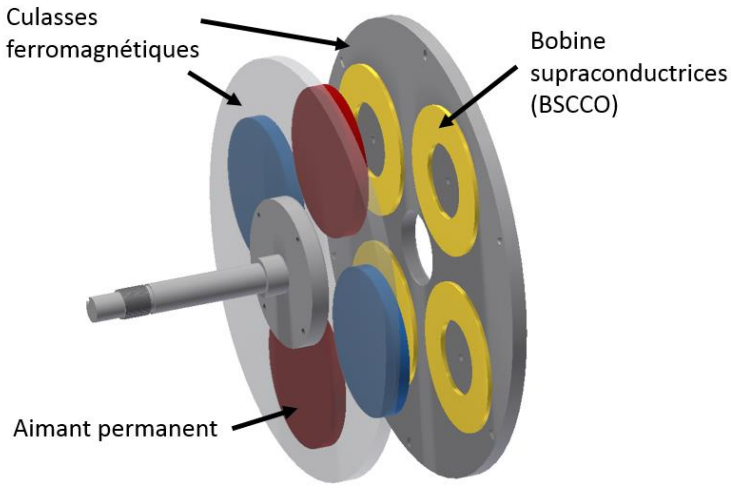


Figure 1-31 Accouplement supraconducteur à flux axial réalisé et testé dans le laboratoire du GREEN [Bel14].

1.6 Problématiques et objectifs de cette thèse

- *Problématique*

Nous proposons l'étude d'une topologie de machine supraconductrice à flux axial comportant un stator bobiné en cuivre et un inducteur composé de bobines supraconductrices. Ce type de machine est adapté pour des applications de fortes puissances (plusieurs MW) avec de faibles vitesses de rotation (quelques centaines de tr/min) comme la propulsion de navire. En évaluant les performances de cette machine, nous souhaitons montrer le possible gain en compacité. On espère obtenir des couples volumiques 2 à 3 fois plus importants que des dispositifs classiques.

Nous souhaitons également étudier une transmission sans contact du couple pour éliminer les contraintes mécaniques et thermiques liées aux torques tubes.

Un accouplement magnétique sera utilisé pour transmettre les efforts mécaniques de l'inducteur froid vers la charge (température ambiante). Celui-ci sera composé dans la partie froide de bobines supraconductrices partageant le même système cryogénique que l'inducteur du moteur, et d'un rotor à aimants permanents modernes de type « terres rares » dans la partie à température ambiante.

Figure 1-32 illustre la structure du problème étudié. Elle est composée d'un stator en cuivre, d'un inducteur muni de bobines supraconductrices et d'un rotor à aimants permanents (les couleurs rouge et bleu représentent respectivement un pôle Nord et un pôle Sud). Le bobinage statorique et les bobines supraconductrices ne possèdent aucune dent ferromagnétique.

Le couple est créé par la partie « moteur » composée d'un stator en cuivre et d'un rotor supraconducteur. Le rôle des supraconducteurs comparé à un rotor classique en cuivre est d'augmenter l'amplitude de l'induction magnétique dans l'entrefer. On s'attend alors à obtenir de meilleures performances en termes de compacité. De plus, l'absence de résistivité électrique dans le matériau supraconducteur une fois refroidi à des températures cryogéniques permet d'augmenter le rendement de la machine.

L'accouplement magnétique permet de transmettre le couple créé sur l'inducteur supraconducteur vers le rotor à aimants permanents sans contact mécanique. On peut ainsi se passer des « torques tubes » habituellement présents dans les moteurs supraconducteurs pour relier mécaniquement l'inducteur à la charge. Cet organe doit permettre la transmission de fort couple, tout en limitant au maximum les échanges thermiques entre la partie froide (environnement cryogénique) et l'air ambiant. Par la même occasion, l'accouplement magnétique offre une protection naturelle contre les surcharges lors d'un défaut par exemple.

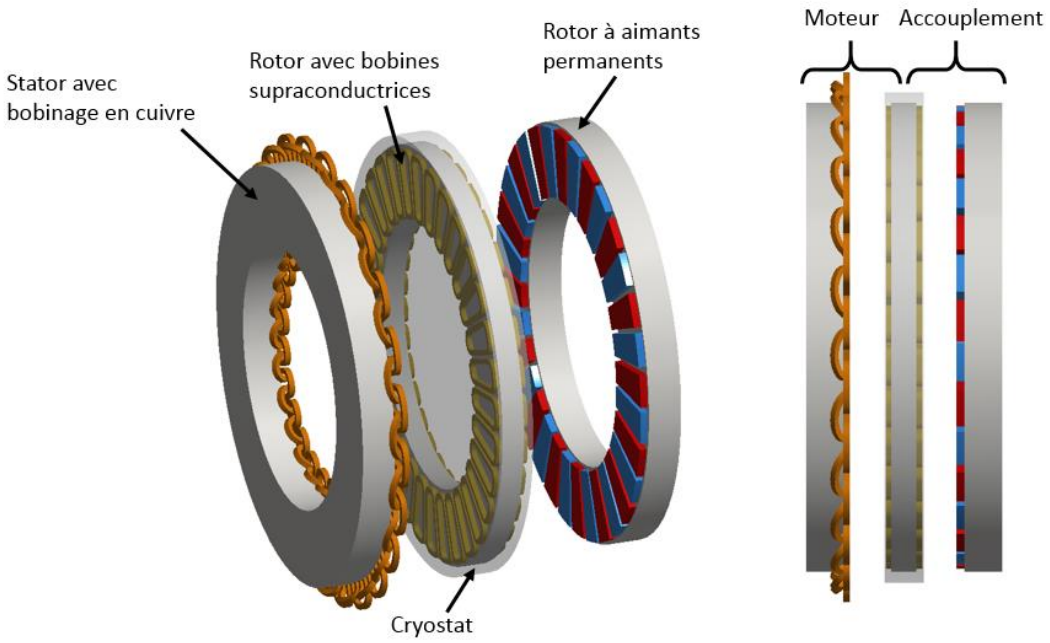


Figure 1-32 Représentation de l'ensemble moteur-accouplement supraconducteur.

♦ *Objectifs*

Pour mener à bien ces études, nous proposons les travaux suivants :

- **Modélisation analytique du problème de magnétostatique :**

Une modélisation analytique permet d'effectuer des calculs rapides et précis qui permettent de prédimensionner rapidement un actionneur.

Nous proposons de modéliser en 3 dimensions le problème de magnétostatique illustré par Figure 1-32.

Ce modèle permet en résolvant les équations de Maxwell de calculer les inductions magnétiques, le couple électromagnétique, ainsi que la force axiale présente dans l'accouplement magnétique et le moteur.

- **Prise en compte du comportement des supraconducteurs :**

Nous avons constaté à travers la partie bibliographique que les performances en termes de densité de courant critique d'un fil supraconducteur dépendent de la température et du champ appliqué. Une méthode de calcul du courant de fonctionnement des bobinages supraconducteurs sera ainsi développée, en tenant compte des conditions de fonctionnement (champ magnétique sur fil et température).

- **Évaluation des performances de cette topologie**

L'évaluation des performances de cette machine se portera sur un cas concret. La machine cible aura une puissance de $5\ MW$ à $100\ tr/min$ pour une application de type propulsion marine. Pour ce faire, le modèle analytique du problème de magnétostatique sera couplé au calcul de courant de fonctionnement des solénoïdes supraconducteurs à travers l'utilisation d'un algorithme d'optimisations multi objectifs.

- **Réalisation et tests d'un prototype**

La validation du fonctionnement de l'ensemble moteur et accouplement supraconducteur sera réalisée par la fabrication d'un prototype. Ce prototype de diamètre inférieur à $30\ cm$ est refroidi à l'azote liquide. Il permettra par des mesures en statique et en rotation de valider la chaine de conversion électromécanique de l'énergie.

- **Modélisation numérique**

Bien entendu, l'ensemble des résultats obtenus au cours de ces travaux sera vérifié par des modèles numériques utilisant les éléments finis. Pour y parvenir, l'ensemble du système regroupant le moteur et l'accouplement supraconducteur (Figure 1-32) sera modélisé en 3D sur le logiciel COMSOL MULTIPHYSICS®.

Chapitre 2 Modélisation analytique en 3D

_Toc419725393

2.1 Introduction 35

2.2 Les techniques de modélisation analytique 35

2.3 Structure de la machine étudiée 36
2.3.1.1 Paramètres de l'induit en cuivre 38
2.3.1.2 Paramètres de l'inducteur supraconducteur 38
2.3.1.3 Paramètres du rotor à aimants permanents 38

2.4 Modélisation électromagnétique 40
2.4.1 Techniques de résolution et hypothèses 40
2.4.1.1 Caractéristiques magnétiques des matériaux 40
2.4.1.2 Équations à résoudre 41
2.4.1.3 Techniques de modélisation 41
2.4.2 Solutions générales du problème (sans source) 44
2.4.3 Problèmes avec bobines (a) 47
2.4.3.1 Modélisation des densités de courant 47
2.4.3.2 Résolution du problème avec bobine (a) 53
2.4.4 Problème avec aimants (b) 57
2.4.4.1 Modélisation de la magnétisation de l'aimant 57
2.4.4.2 Résolution du problème avec aimant (b) 58
2.4.5 Utilisation du modèle analytique 60
2.4.5.1 Champs magnétiques 60
2.4.5.2 Couple et force axiale 61

2.5 Validation de la modélisation 62
2.5.1 Validation par les éléments finis 62
2.5.2 Validation expérimentale sur un prototype d'accouplement aimant-aimant 65
2.5.3 Limites du modèle analytique 67

2.6 Conclusion 70

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présenterons la structure de la machine supraconductrice à flux axial qui nous intéresse. Elle est composée d'une partie « moteur » pour la création du couple et d'une partie « accouplement magnétique » qui permet de transmettre sans contact le couple de la partie froide (inducteur supraconducteur) vers la partie à température ambiante (charge).

Ensuite, nous développerons une méthode de modélisation en trois dimensions de cette machine basée sur la résolution des équations aux dérivées partielles issues du formalisme de Maxwell. Une technique de linéarisation de l'actionneur au rayon moyen sera utilisée pour traiter le problème dans un système de coordonnées cartésiennes.

La dernière partie portera sur la validation du modèle analytique et sur l'étude des limites de son utilisation. Pour cela, nous utiliserons un logiciel de calculs par éléments finis appelé COMSOL MULTIPHYSICS® et des mesures expérimentales relevées sur un prototype d'accouplement magnétique à aimants permanents.

2.2 Les techniques de modélisation analytique

Les méthodes numériques (les éléments finis sont les plus utilisés) permettent de résoudre des problèmes multiphysiques complexes avec des géométries en 2D et 3D [Lin08, Wu97, Com]. De nombreux logiciels existent [flux, comsol, femm, …], leurs interfaces graphiques permettent une prise en main rapide et simplifient fortement le développement des modèles.

Néanmoins, malgré une amélioration en continu des solveurs et de la puissance des ordinateurs, les temps de résolution (maillage et calcul) sont encore trop élevés pour pouvoir dimensionner rapidement un système. Cela est d'autant plus vrai, dans le cas des modèles 3D, qui par la présence de densités de courant, nécessitent une formulation mathématique avec des variables vectorielles (la formulation en potentiel vecteur magnétique est généralement adoptée).

Il existe une multitude de techniques de modélisation analytiques. On peut néanmoins les classer en deux grandes familles comme suit :

- **Les modèles de calcul dans le vide**:

Ces modèles permettent un calcul en 2D ou en 3D (en utilisant la loi de Biot et Savart par exemple) du champ magnétique créé par des sources contenues dans des géométries simples dans le vide (cylindres, barres, tuiles, etc.). Dans le cas des densités de courant volumique, on calcule le potentiel vecteur magnétique ou directement le champ magnétique [Bab02, Rav09, Rav10, Uran90].

Pour les aimants permanents, on les représente par leur modèle ampérien (densités de courant superficielles équivalentes) ou coulombien (charge surfacique par analogie à l'électrostatique).

On adopte alors une formulation en potentiel scalaire dont on déduit le champ magnétique [Cha99, Fur93 Rak07, Rub13].

Pour tenir compte de la présence de matériaux ferromagnétiques, il est possible d'utiliser la méthode des images [Cha09, Dur68, Yon93].

- **Les modèles basés sur la méthode des sous-domaines:**

Dans cette méthode, on résout les équations aux dérivées partielles issues des équations de Maxwell dans les domaines de faible perméabilité magnétique. La solution, obtenue par séparation de variables, est donnée sous forme d'une série de Fourier. Cette méthode est largement utilisée pour modéliser des actionneurs incluant des encoches pratiquées dans du fer considéré de perméabilité infinie. La modélisation est souvent effectuée en 2D [Bel14, Cho13, Dub09, Lub12, Lub14] en supposant que le système est infiniment long (effets de bords négligés). Pour les actionneurs à flux axial, un modèle 2D au rayon moyen peut conduire à des écarts de plusieurs dizaines de pourcents par rapport à la réalité [Azz05, Lub12, Lub14, Tie12].

Pour améliorer la précision des modèles 2D, il est possible d'effectuer plusieurs calculs 2D pour différents rayons de la machine (approche multi-couches) [Azz05, Tie12]. La solution finale correspond à la moyenne des solutions déterminées pour les différentes couches. Ce calcul quasi-3D améliore la précision de calcul des grandeurs globales, mais les temps de résolution sont plus importants.

Les modèles purement 3D [Bar12, Dol14a, Dol14b, Sme11, Sme12, Zhi98] sont moins répandus, car ils sont plus complexes à mettre en œuvre. Ce type de modélisation permet d'obtenir des résultats très proches de la réalité.

Dans ce chapitre, nous proposons une modélisation analytique 3D issue de la méthode des sous-domaines.

Cette modélisation est basée sur la résolution des EDP issues de la magnétostatique. La méthode de séparation des variables sera utilisée pour résoudre le problème en coordonnées cartésiennes en adoptant l'hypothèse de linéarisation au rayon moyen.

La prise en compte des trois dimensions de l'espace dans la résolution est souhaitable, car les machines à flux axial possèdent des effets de bord non négligeables qui peuvent induire des erreurs allant jusqu'à 30% avec des modèles 2D-plan [Lub12, Tie12, Bar12, Dol14a].

De plus, le calcul du courant admissible des bobines supraconductrices nécessite de connaitre le champ magnétique appliqué sur les parties actives et les têtes de bobines.

2.3 Structure de la machine étudiée

Comme indiqué dans le chapitre précédent, une topologie à flux axial est retenue pour notre étude (Figure 2-1). La structure proposée comprend un moteur synchrone à flux axial ayant un inducteur

supraconducteur et un induit triphasé en cuivre. La transmission du couple vers la charge se fait par l'intermédiaire d'un accouplement magnétique. Le couple électromagnétique est ainsi transmis par l'interaction des champs magnétiques produits par le rotor supraconducteur et par le rotor à aimants. La partie supraconductrice est commune au moteur et à l'accouplement.

Les bobinages et les aimants permanents sont montés sur des culasses ferromagnétiques. La structure ne présente pas d'encochage (aimants et bobines dans l'entrefer). Ce choix est dicté par le peu d'intérêt que présenterait une structure « avec dents ferromagnétiques » en raison de la très forte saturation du fer due à l'induction magnétique importante créée par les supraconducteurs. De plus, cela élimine les pertes dans les dentures ce qui permet une économie de cryogénie.

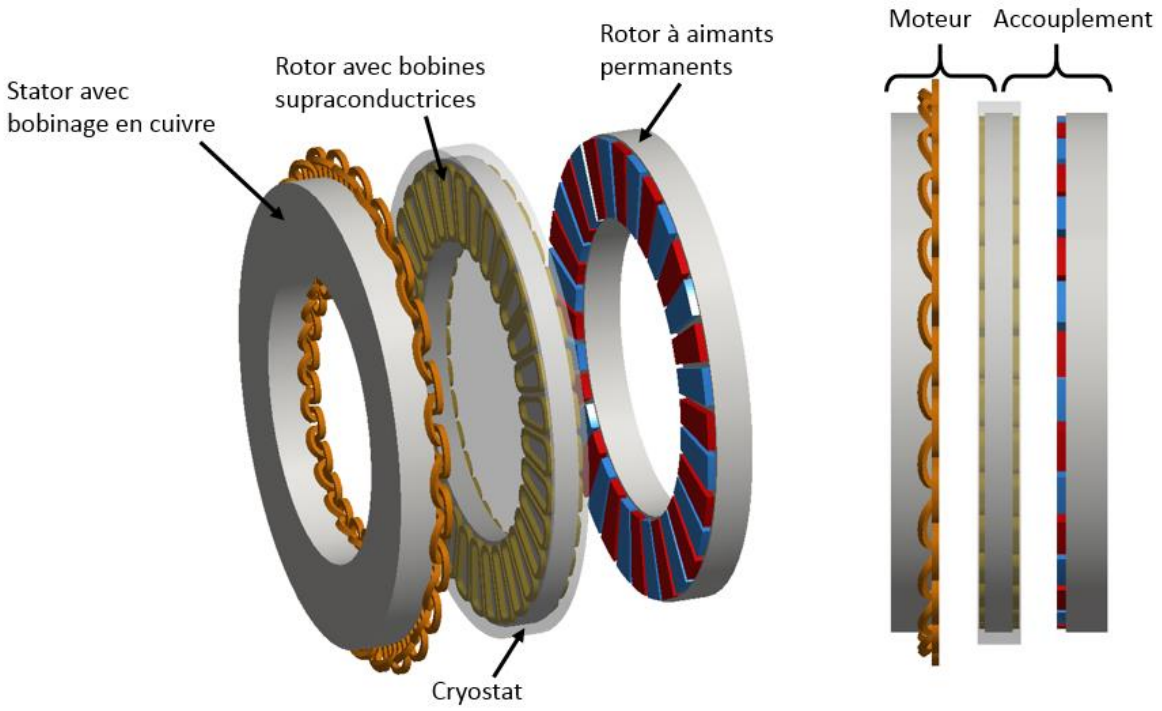


Figure 2-1 Représentation de l'ensemble moteur-accouplement supraconducteur à flux axial.

Pour modéliser la structure étudiée, nous définissons d'abord ses paramètres géométriques, électriques et magnétiques.

Compte tenu de la grande quantité de paramètres, nous détaillerons séparément les paramètres du stator, de l'inducteur supraconducteur et du rotor à aimants permanents. Néanmoins, plusieurs paramètres définis ci-dessous sont communs au moteur et à l'accouplement:

R_{ext} : Rayon externe du moteur ou de l'accouplement (*m*)
R_{int} : Rayon interne du moteur ou de l'accouplement (*m*)
R_{moy} : Rayon moyen (*m*), soit $R_{moy}=(R_{ext}+ R_{int})/2$
Ouv_p : Ouverture angulaire d'un pôle, soit $Ouv_p=\pi/p$
p : Nombre de paires de pôles
e : Largeur de l'entrefer du moteur ou de l'accouplement (*m*).

2.3.1.1 Paramètres de l'induit en cuivre

Le stator en cuivre est représenté sur la Figure 2-2. Il est composé de barres de courant orientées suivant l'axe *r* représentant les conducteurs actifs et suivant l'axe *Θ* pour les têtes de bobines.

La modélisation des têtes de bobines sur deux plans a été simplifiée par une barre commune positionnée sur la culasse ferromagnétique. Cette technique de modélisation est éloignée de la réalité, car les têtes de bobines sont dans l'air, mais permet néanmoins d'obtenir des résultats très précis sur les variables globales dépendant essentiellement des conducteurs actifs (orientés suivant *r).* Ces barres de courant possèdent des densités de courant homogènes notées J_{cui}.

Ep_c : Largeur des conducteurs actifs et des têtes de bobines (*m*)
lcy : Demi-longueur interne des conducteurs actifs (*m*)
hb_c : Épaisseur des bobines du stator (*m*)
J_{cui} : Densité de courant maximale dans une phase (A/m^2).

2.3.1.2 Paramètres de l'inducteur supraconducteur

Comme pour la modélisation du stator en cuivre, les courants circulants dans les bobines supraconductrices de l'inducteur sont représentés sous forme de barres à densité de courant homogène (J_s) suivant leurs orientations. Chaque pôle sera ainsi composé de 4 barres de courant. Ce modèle est uniquement valide dans le cas de grands actionneurs où le rayon de courbure critique du ruban supraconducteur est négligeable par rapport aux dimensions de la bobine elle-même.

Les paramètres de l'inducteur supraconducteur représenté Figure 2-3 sont définis ci-dessous :

lby_{ext} : Demi-longueur externe de la bobine suivant l'axe *y* (*m*)
lby_{int} : Demi-longueur interne de la bobine suivant l'axe *y* (*m*)
lbx_{ext} : Demi-longueur externe de la bobine suivant l'axe *x* (*m*)
lbx_{int} : Demi-longueur interne de la bobine suivant l'axe *x* (*m*)
hb_s : Épaisseur de la bobine (*m*)
J_s : Densité de courant dans la bobine (A/m^2).

2.3.1.3 Paramètres du rotor à aimants permanents

Les aimants permanents sont modélisés avec une magnétisation homogène (M) dirigée suivant l'axe *z* de l'accouplement. La Figure 2-4 illustre les paramètres de modélisation du rotor à aimants permanents définis ci-dessous :

lay : Demi-longueur externe de l'aimant permanent suivant l'axe *y* (*m*)
lax : Demi-longueur externe de l'aimant permanent suivant l'axe *x* (*m*)
h_a : Épaisseur de l'aimant permanent (*m*)
B_r : Induction rémanente de l'aimant (*T*), avec $B_r = \mu_0\, M$.

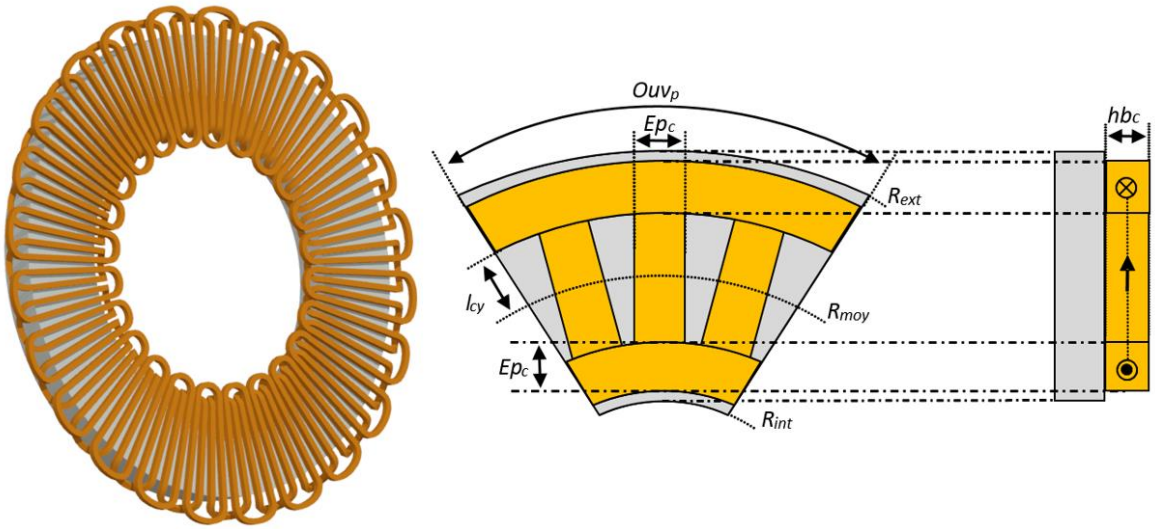


Figure 2-2 Paramètres du stator en cuivre sous un pôle.

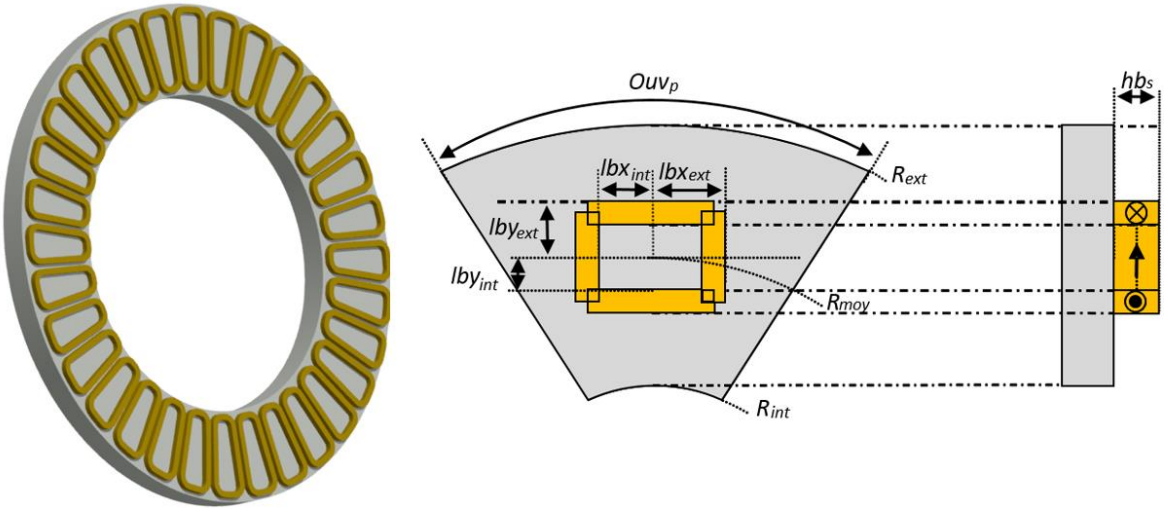


Figure 2-3 Paramètres de l'inducteur supraconducteur sous un pôle.

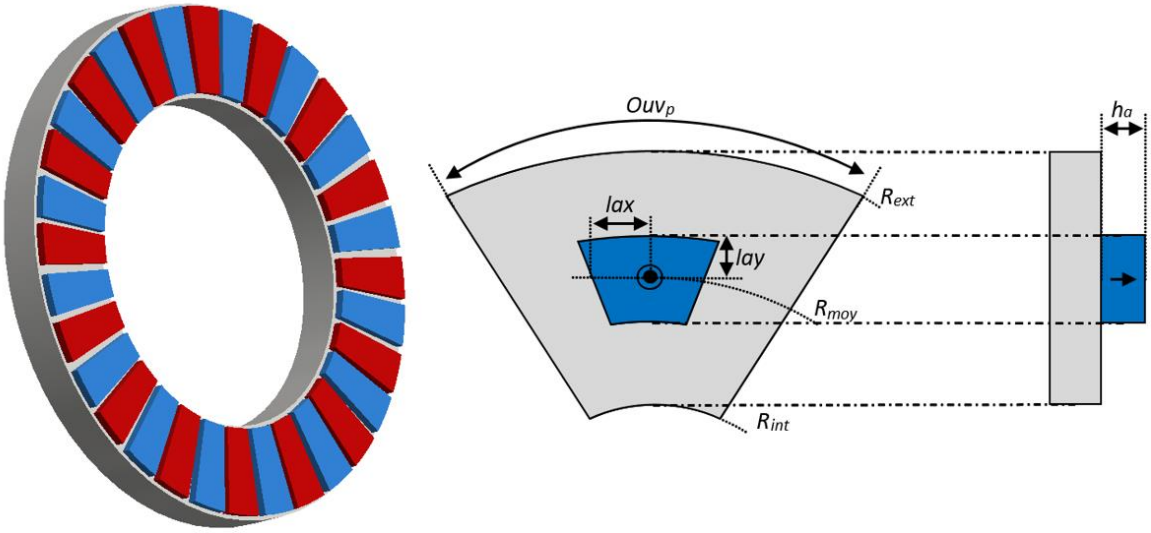


Figure 2-4 Paramètres du rotor à aimants permanents sous un pôle.

2.4 Modélisation électromagnétique

2.4.1 Techniques de résolution et hypothèses

2.4.1.1 Caractéristiques magnétiques des matériaux

Le problème à résoudre est constitué de domaines comportant de l'air, du fer, des aimants permanents et des bobinages dans l'air (inducteur supraconducteur ou induit).

Le Tableau 4 détaille les équations liant l'induction ($\vec{B}$) au champ magnétique ($\vec{H}$) dans chaque domaine en fonction de la perméabilité magnétique relative du matériau (μ_r) et de la perméabilité du vide ($\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m). Les matériaux sont considérés homogènes et isotropes.

L'hypothèse de considérer la perméabilité des aimants permanents identique à celle de l'air est proche de la réalité si l'on utilise des aimants de type Néodyme-Fer-Bore (NdFeB, $\mu_r = 1{,}05$).

Tableau 4 Equations liant l'induction et le champ magnétique dans les milieux du problème.

Milieu	Equation liant $\vec{B}$ et $\vec{H}$	Perméabilité relative dans le modèle
Air	$\vec{B} = \mu_0\, \mu_r\, \vec{H}$	$\mu_r = 1$
Bobinages	$\vec{B} = \mu_0\, \mu_r\, \vec{H}$	
Aimants permanents	$\vec{B} = \mu_0\, \mu_r\, \vec{H} + \vec{B_r}$	

Le fer est considéré comme ayant une perméabilité magnétique relative infinie ($\mu_r \to \infty$). Cela impose aux lignes de champ magnétique de pénétrer perpendiculairement à la surface séparant le fer d'un autre matériau. De plus, les culasses sont considérées de dimension infinie dans le plan (*r,θ*).

Les composantes de champ magnétique tangentielles seront ainsi nulles à la frontière avec un matériau ferromagnétique. On écrit alors:

$$\vec{n} \wedge \vec{H} = 0 \qquad 2\text{-}1$$

Le vecteur $\vec{n}$ est la normale sortante à la surface considérée.

La modélisation ne permet donc pas de calculer l'induction magnétique à l'intérieur des culasses magnétiques. Cela implique que les modélisations du moteur et de l'accouplement sont totalement indépendantes et que la saturation du fer n'est pas prise en compte. L'épaisseur des culasses magnétiques est choisie de telle sorte à éviter la saturation.

2.4.1.2 Équations à résoudre

Pour diminuer le nombre d'équations à résoudre, nous avons opté pour une formulation mixte en utilisant la formulation en potentiel vecteur ($\vec{A}$) dans les milieux comportant des courants et une formulation en potentiel scalaire (ϕ) dans ceux comportant de l'air et une aimantation.

Le Tableau 5 fait le bilan des équations à résoudre dans chaque milieu. Les milieux comportant des sources de champ magnétique seront modélisés par des équations de Poisson ($\vec{M} = \vec{B_r}/\mu_0$ et $\vec{J}$, représentant respectivement la magnétisation des zones aimantées et la densité de courant). L'entrefer contenant de l'air sera modélisé par une équation de Laplace.

Tableau 5 Équations à résoudre dans les différents matériaux.

Milieu	Formulations mathématiques	Équations à résoudre dans le milieu
Air	$\vec{H} = -\overrightarrow{grad}\,\phi$	$\Delta\,\phi = 0$
Bobinages	$\vec{B} = \overrightarrow{rot}\,\vec{A}$ avec $div\,\vec{A} = 0$	$\Delta\vec{A} = -\mu_0\,\vec{J}$
Aimants permanents	$\vec{H} = -\overrightarrow{grad}\,\phi$	$\Delta\,\phi = div\,\vec{M}$

2.4.1.3 Techniques de modélisation

- *Linéarisation du problème au « rayon moyen »*

La linéarisation du problème au « rayon moyen » consiste à dérouler la machine pour permettre de poser le problème dans un repère de coordonnées cartésiennes. Par rapport à une modélisation en coordonnées cylindriques, cela permet de simplifier fortement la résolution du problème puisque les composantes de $\vec{A}$ sont découplées au niveau des équations aux dérivées partielles à résoudre.

La Figure 2-5 illustre cette hypothèse sous un pôle du rotor à aimants permanents, on observe à gauche le système réel et à droite le système après linéarisation. Dans ce cas, la machine sera traitée comme une machine linéaire, la composante azimutale (Θ) sera remplacée par la composante x en écrivant :

$$x = R_{moy}\,\Theta \quad avec \quad R_{moy} = \frac{R_{ext}+R_{int}}{2} \qquad 2\text{-}2$$

Cette hypothèse néglige les effets de courbure, mais n'aura peu d'incidence sur les effets de bord, car la résolution en trois dimensions prend en compte la profondeur du système suivant l'axe y.

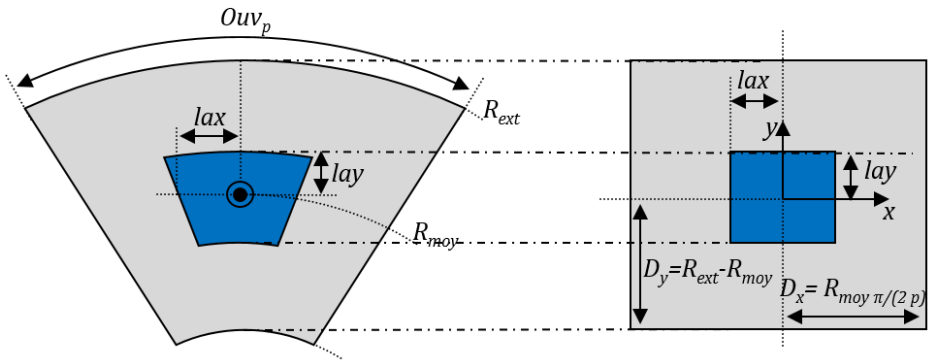


Figure 2-5 Technique de linéarisation au « rayon moyen » sous un pôle du rotor à aimants permanents.

Pour estimer les erreurs engendrées par les hypothèses sur les résultats de la modélisation analytique, une étude des limites du modèle est présentée dans la partie « Validation de la modélisation ».

- *Conditions aux frontières du problème*

Pour trouver la solution des équations présentées dans le Tableau 5, il faut imposer des conditions aux limites de notre système. Ces conditions peuvent être de Neumann (on fixe les valeurs des dérivées spatiales des fonctions), de Dirichlet (on spécifie les valeurs de la fonction), ou périodiques.

Dans notre modèle, des conditions anti-périodiques sont imposées en $x = \pm D_x$ et $y = \pm D_y$. Suivant l'axe *z*, les frontières du problème s'arrêtent au niveau des culasses ferromagnétiques, où l'on a déjà imposé les conditions représentées par l'équation (2-1).

La condition en $x = \pm Dx$ est naturellement anti-périodique. On retrouve cette condition physiquement dans le moteur suivant l'axe Θ où l'on voit une polarité alternée des pôles magnétiques. Cette condition s'exprime mathématiquement dans le cas d'une résolution en potentiels vecteur et scalaire en écrivant :

$$\begin{aligned} (\phi):\ \phi\Big|_{x=-D_x} &= -\phi\Big|_{x=+D_x} \\ (\vec{A}):\ \vec{A}\Big|_{x=-D_x} &= -\vec{A}\Big|_{x=+D_x} \end{aligned} \qquad 2\text{-}3$$

Au niveau de la frontière $y = \pm D_y$, nous utilisons la même condition de périodicité que suivant l'axe *x*, tout en respectant D_y (demi-longueur du système suivant *y*) très grand devant lay (longueur active suivant *y*) pour éviter tout couplage magnétique entre les pôles fictifs suivant *y*. Cette condition aux limites permet d'annuler le potentiel magnétique, tout en disposant de solutions analogues suivant les directions *x* et *y*.

La Figure 2-6 illustre les conditions de périodicité imposées aux limites de notre domaine de résolution suivant *x* et *y*.

Cette condition s'exprime mathématiquement dans le cas d'une résolution en potentiels vecteur et scalaire en écrivant :

$$(\phi):\ \phi\Big|_{y=-D_y} = -\phi\Big|_{y=+D_y}$$
$$(\vec{A}):\ \vec{A}\Big|_{y=-D_y} = -\vec{A}\Big|_{y=+D_y} \qquad 2\text{-}4$$
$$avec\ D_y \gg lay$$

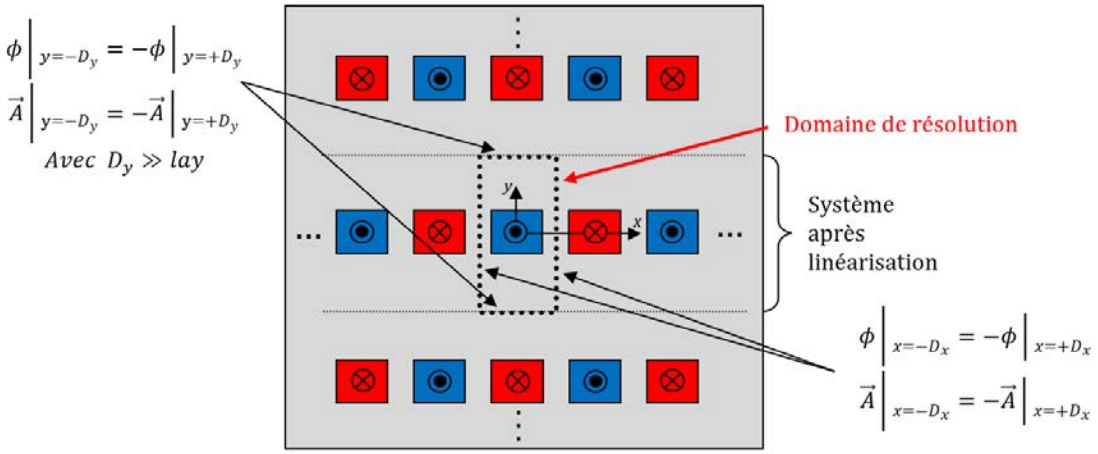


Figure 2-6 Condition de périodicité sur le rotor à aimants permanents.

- *Théorème de superposition des sources*

Les caractéristiques linéaires des matériaux figurant dans ce problème permettent d'utiliser le principe de superposition. On pourra ainsi calculer individuellement la solution du champ magnétique résultant de chaque source (aimant ou bobine) et les additionner pour obtenir la solution totale de l'accouplement ou du moteur.

Cette technique permet de fortement simplifier la résolution du problème en diminuant le nombre d'inconnues et ainsi les temps de résolution.

De plus, pour faire varier l'angle interne φ entre les pôles magnétiques (pour le calcul du couple statique par exemple), il suffit d'effectuer un décalage des solutions calculées pour $\varphi = 0$ comme suit :

$$\overrightarrow{B_{moteur}}(x,y,z) = \overrightarrow{B_{stator}}(x,y,z) + \overrightarrow{B_{inducteur}}(x',y,z)$$
$$\overrightarrow{B_{accouplement}}(x,y,z) = \overrightarrow{B_{aimant}}(x,y,z) + \overrightarrow{B_{inducteur}}(x',y,z) \qquad 2\text{-}5$$
$$Avec\ \ x' = x + X_i\ \ et\ \ X_i = R_{moy}\,\varphi$$

Avec (2-5), il suffit donc de résoudre les deux problèmes présentés sur la Figure 2-7 pour obtenir la solution générale pour n'importe quelle position. Ces deux problèmes correspondent respectivement au cas avec courants (a), pour modéliser le stator en cuivre et l'inducteur supraconducteur, et au cas avec aimantation (b) pour modéliser le rotor à aimants permanents.

Ces deux problèmes possèdent chacun deux domaines :

- Le premier comporte les sources du champ magnétique (densité de courant volumique $\vec{J}$, pour les bobines supraconductrices de l'inducteur ou celles en cuivre du stator, placées en $z \in [0; hb]$ et aimantation $\vec{M}$ pour les aimants permanents placés en $z \in [0; ha]$,
- Le second comporte de l'air placé en $z \in [hb\ ou\ ha; ht]$.

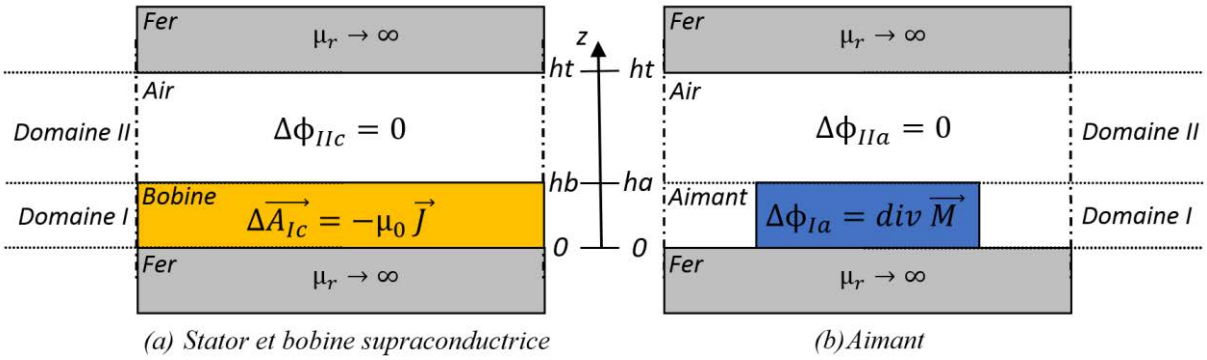


Figure 2-7 Décomposition en plusieurs sous-problèmes.

2.4.2 Solutions générales du problème (sans source)

La solution générale du problème (équation sans second membre) ne dépend ni de la source de champ magnétique (courant ou aimant) ni de la formulation magnétique employée ($\vec{A}$ ou ϕ). En l'absence de sources, on résout l'équation de Laplace en trois dimensions (2-6) en tenant compte des conditions aux limites du système. Le domaine de résolution, ainsi que les conditions aux limites suivant la direction *x* et *y* sont exposées Figure 2-8. Ces conditions représentent les périodicités définies sur la Figure 2-6. Pour une variable notée Ψ, le problème à résoudre s'écrit :

$$\frac{\partial^2\Psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2\Psi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2\Psi}{\partial z^2} = 0 \qquad pour \quad \begin{cases} -D_x \leq x \leq D_x \\ -D_y \leq y \leq D_y \end{cases} \qquad 2\text{-}6$$

La méthode de séparation des variables consiste à chercher une solution de (2-5) sous la forme d'un produit de 3 fonctions dépendant chacune d'une seule variable :

$$\Psi(x, y, z) = X(x)\, Y(y)\, Z(z) \qquad 2\text{-}7$$

En injectant (2-7) dans (2-6) et en divisant par $X(x)\,Y(y)\,Z(z)$, on obtient:

$$\frac{X(x)''}{X(x)} + \frac{Y(y)''}{Y(y)} + \frac{Z(z)''}{Z(z)} = 0 \qquad \text{2-8}$$

On pose alors les trois équations différentielles du second ordre suivantes [Rhu]:

$$\frac{X(x)''}{X(x)} = \lambda_x \;;\quad \frac{Y(y)''}{Y(y)} = \lambda_y \;;\quad \frac{Z(z)''}{Z(z)} = -\lambda_x - \lambda_y \qquad \text{2-9}$$

Avec λ_x et λ_y, les valeurs propres du problème devant respecter les conditions aux limites suivant les directions x et y.

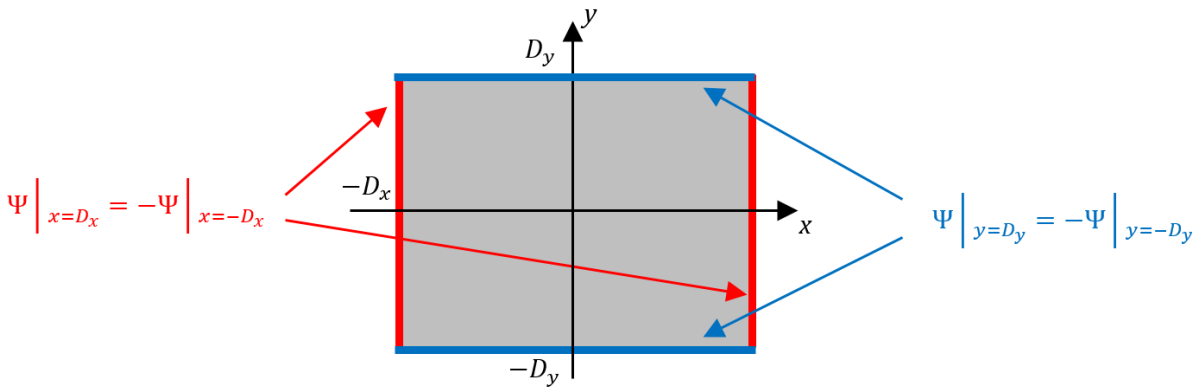


Figure 2-8 Domaine de résolution et conditions aux limites.

Compte tenu de la similitude des conditions aux limites suivant x et y, les valeurs propres auront la même forme :

$$\left.\begin{aligned} \lambda_x &= {w_n}^2 \quad avec \quad w_n = \frac{n\,\pi}{2\,D_x} \\ \lambda_y &= {w_m}^2 \quad avec \quad w_m = \frac{m\,\pi}{2\,D_y} \end{aligned}\right\} \quad m, n = 1,3,5.. \qquad \text{2-10}$$

Les fonctions correspondantes à λ_x et λ_y sont :

$$X_n(x) = A_n\, cos(w_n\, x) + B_n\, sin(w_n\, x)$$

$$Y_m(y) = C_m\, cos(w_m\, y) + D_m\, sin(w_m\, y) \qquad 2\text{-}11$$

$$Z_{n,m}(z) = \sum_{m=1}^{\infty} E_{n,m}\, e^{k\,z} + F_{n,m}\, e^{-k\,z} \quad avec \quad k = \sqrt{{w_n}^2 + {w_m}^2}$$

Avec $A_n, B_n, C_m, D_m, E_{n,m}$ et $F_{n,m}$, des constantes à déterminer à partir des conditions de passages entre domaines pour chaque harmonique *m* et *n*.

En remplaçant (2-10) et (2-11) dans (2-7), on obtient la solution générale du problème :

$$\Psi(x,y,z) = \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left[E_{n,m}\, e^{k\,z} + F_{n,m}\, e^{-k\,z}\right] \times \left(A_{n,m}\ cos(w_n\, x) + B_{n,m}\, sin(w_n\, x)\right) \times \left(C_{n,m}\ cos(w_m\, y) + D_{n,m}\, sin(w_m\, y)\right) \qquad 2\text{-}12$$

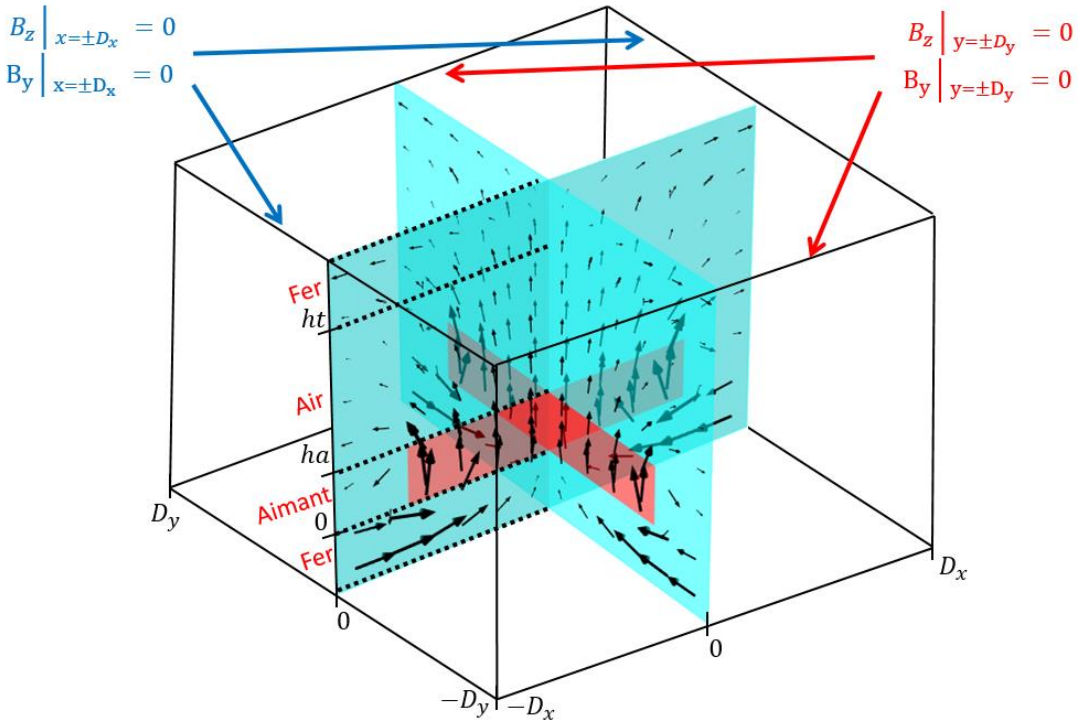


Figure 2-9 Conditions supplémentaires résultant du centrage des sources au milieu du repère de résolution.

Pour réduire le nombre de constantes, on impose des conditions aux frontières supplémentaires. En effet, le centrage des sources de champ magnétique au milieu du domaine de résolution (voir Figure 2-9) permet de poser les conditions suivantes :

$$B_z\Big|_{x=\pm D_x} = 0 \ ; \ B_y\Big|_{x=\pm D_x} = 0 \ ; \ B_x\Big|_{y=\pm D_y} = 0 \ et \ B_z\Big|_{y=\pm D_y} = 0 \qquad 2\text{-}13$$

En utilisant les équations liant l'induction magnétique et les potentiels vecteur et scalaire magnétiques figurant dans le Tableau 5, nous pouvons déterminer la solution générale dans l'ensemble du système ($\vec{A}$ ou ϕ) :

$$\boxed{\begin{aligned} \phi(x,y,z) &= \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left[A_{n,m}\, e^{k\,z} + B_{n,m}\, e^{-k\,z}\right] \cos(w_n\, x)\ \cos(w_m\, y) \\ A_x(x,y,z) &= \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left[C_{n,m}\, e^{k\,z} + D_{n,m}\, e^{-k\,z}\right] \cos(w_n\, x)\ \sin(w_m\, y) \\ A_y(x,y,z) &= \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left[E_{n,m}\, e^{k\,z} + F_{n,m}\, e^{-k\,z}\right] \sin(w_n\, x)\ \cos(w_m\, y) \\ A_z(x,y,z) &= 0 \end{aligned}} \qquad 2\text{-}14$$

Avec $A_x, A_y\ et\ A_z$ étant respectivement les composantes du potentiel vecteur $\vec{A}$ suivant les directions *x, y* et *z*.

Maintenant que nous avons la solution générale commune à l'ensemble du problème, nous pouvons l'utiliser pour trouver les solutions particulières des problèmes (a) et (b) présentés sur la Figure 2-7.

2.4.3 Problèmes avec bobines (a)

2.4.3.1 Modélisation des densités de courant

Le domaine I du problème (a) est composé de densités de courant qui représentent le bobinage statorique ou les bobines supraconductrices.

Le bobinage du stator est distribué sur 6 encoches par paire de pôles et alimenté par des courants triphasés (Figure 2-10). Chaque encoche possède deux faisceaux de conducteurs appartenant à la même phase.

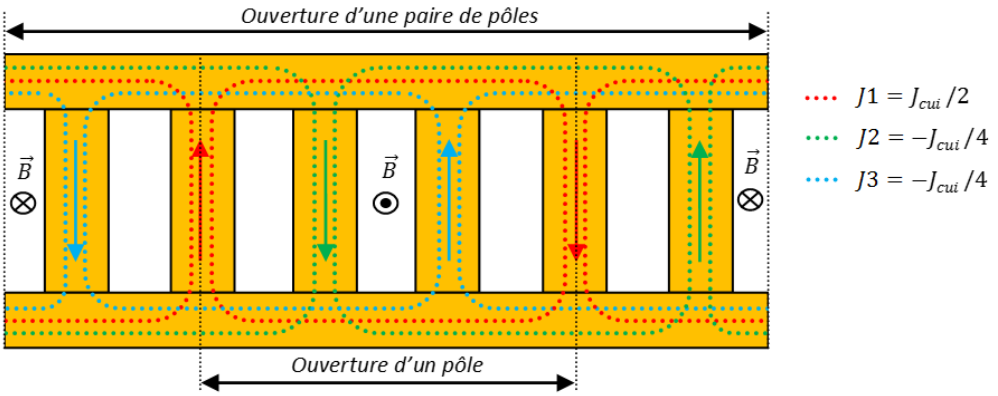


Figure 2-10 Trajets des lignes de courants dans le stator.

Ce schéma de bobinage à pas diamétral, très simple, ne permet pas un bon filtrage des harmoniques d'espaces issus de l'inducteur. Cependant, la présence d'un large entrefer magnétique dû à la présence du cryostat devrait naturellement réduire ces harmoniques.

Les matrices de connexion des conducteurs actifs et des têtes de bobine ($[M_{conda}]$ et $[M_{condt}]$) et la matrice des densités courants constituant chaque phase $[J]$, s'expriment de la façon suivante:

$$[M_{conda}] = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & -2 \\ 0 & -2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 0 \end{bmatrix} \qquad [M_{condt}] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$
$$[J] = \begin{bmatrix} J_{cui}/2 \\ -J_{cui}/4 \\ -J_{cui}/4 \end{bmatrix} \qquad 2\text{-}15$$

À partir de (2-15), on peut déduire les densités de courant circulant dans chaque barre de courant composant le stator :

$$[J_{enca}] = [M_{conda}]^t\,[J] = \begin{bmatrix} J_{cui} \\ J_{cui}/2 \\ -J_{cui}/2 \\ -J_{cui} \end{bmatrix} \quad ; \quad [J_{enct}] = [M_{condt}]^t\,[J] = \begin{bmatrix} J_{cui}/2 \\ J_{cui} \\ J_{cui}/2 \end{bmatrix} \qquad 2\text{-}16$$

Avec $[J_{enca}]$ représentant les densités de courant dans les barres de courants actives et $[J_{enct}]$, les densités de courant dans les têtes de bobines.

La modélisation analytique nécessite de connaitre les expressions des densités de courant composants le stator et les bobines supraconductrices, notées $J_x(x,y)$ et $J_y(x,y)$. Les auteurs [Sme11, Sme12] proposent une approche simple qui consiste à définir des barres de densités de courant homogènes orientées suivant les directions *y* et *x* (Figure 2-12).

Les expressions $J_x(x,y)$ et $J_y(x,y)$ sont obtenues en décomposant en séries de Fourier les densités de courant dans le plan (*x, y*) de la manière suivante :

$$J_i(x,y) = J \times H_i(x) \times K_i(y) \quad avec \quad i = x \; ou \; y \qquad 2\text{-}17$$

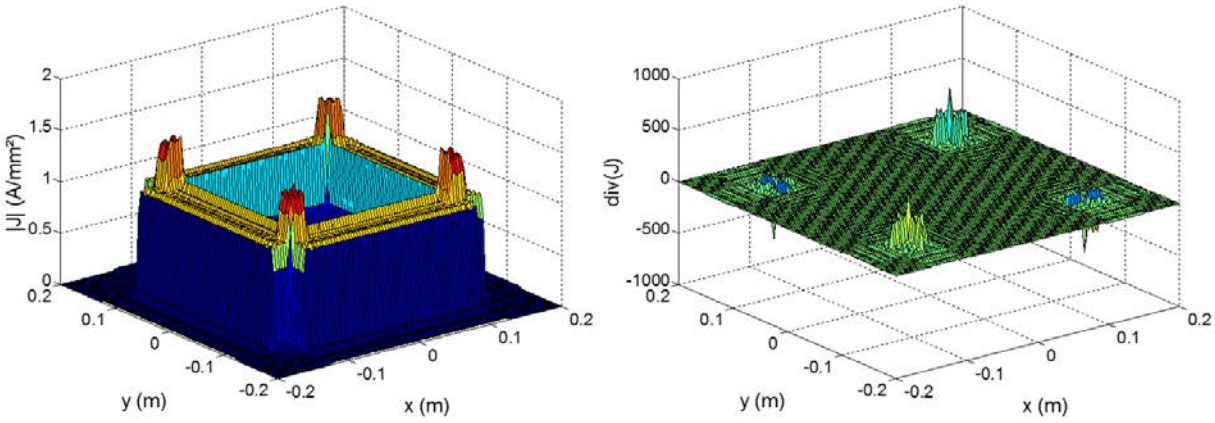
$H_i(x)$: La décomposition en série de Fourier à densité de courant unitaire suivant *x*,
$K_i(y)$: La décomposition en série de Fourier à densité de courant unitaire suivant *y*,
J : Densité de courant dans la barre ($J = J_s$ pour la bobine et $J = J_{cui}$ pour le stator).

Les résultats de ce calcul sont fournis en annexe (**A.1**).

La Figure 2-11-a représente les densités de courant composant une bobine supraconductrice dans le plan (x,y) avec une densité de courant unitaire ($J_s = 1\ A/mm^2$). Le tracé est effectué en prenant 60 harmoniques de rang impair suivant les directions *x* et *y*, ainsi qu'une discrétisation spatiale de 100 points suivant les deux directions.

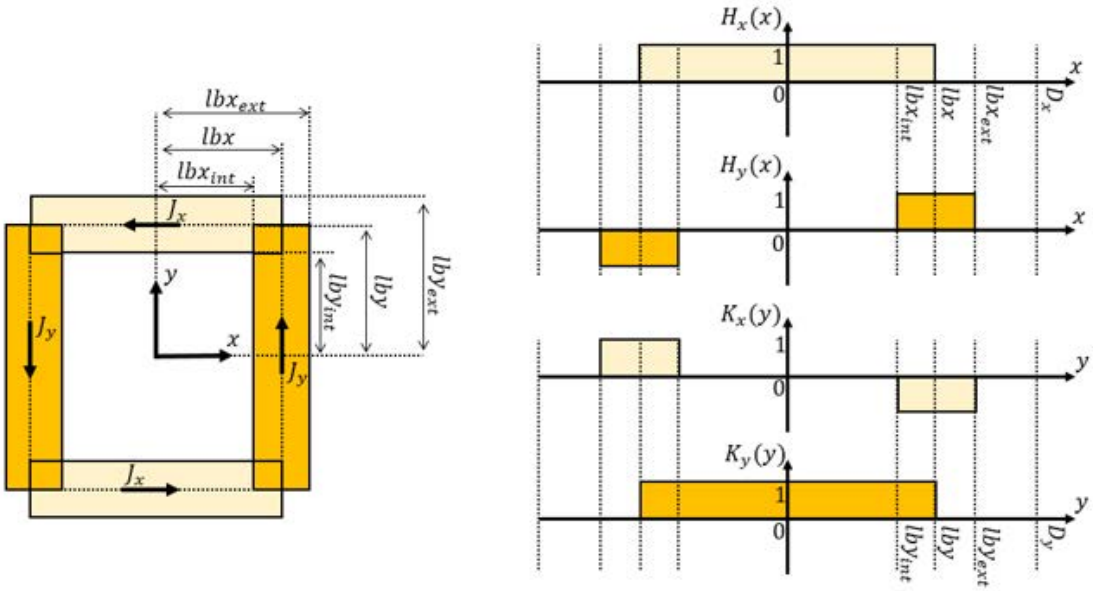
On constate au niveau des coins de la bobine des pics de densités de courant s'élevant à 1,5 fois J_s, causés par l'intersection des barres à densité de courant homogènes.

Cependant, d'un point de vue formel, cette modélisation ne respecte pas les équations de Maxwell qui imposent aux densités de courant une divergence nulle dans tout le domaine de résolution. En effet, nous pouvons constater sur la Figure 2-11-b que $div(J_s)$ ne s'annule pas au niveau des coins de la bobine.

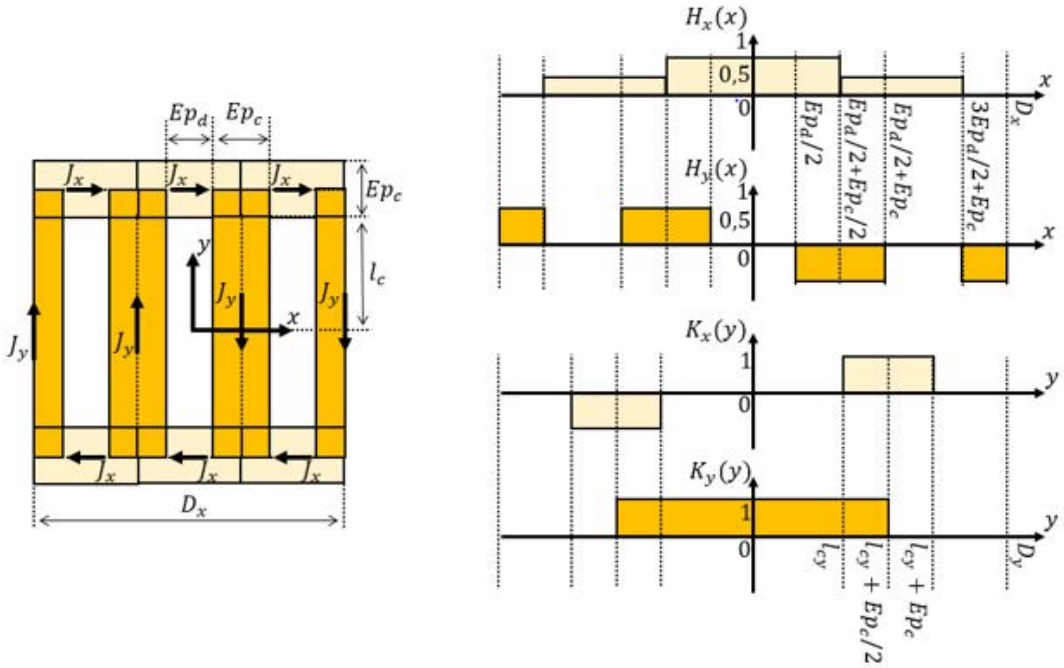


(a) *(b)*

Figure 2-11 (a) Représentation de la norme des densités de courant composant une bobine supraconductrice et (b) de la divergence de ces densités de courant dans le plan (x,y).



(a) Modélisation des bobines supraconductrices sous un pôle dans le plan (x,y)



(b) Modélisation du bobinage statorique sous un pôle dans le plan (x,y)

Figure 2-12 Modélisation des densités de courant par des barres homogènes orientées suivant x et y.

Pour tenir compte de la condition $div(J_s) = 0$ dans le calcul des densités de courant $J_x(x, y)$ et $J_y(x, y)$, nous proposons l'approche suivante :

Dans un premier temps, nous calculons la densité de courant $J_y(x, y)$ (conducteur actif de la bobine et du stator) par une décomposition en série de Fourier (Figure 2-13). Aux extrémités de la bobine, nous imposons une décroissance linéaire de la densité de courant sur une longueur égale à l'épaisseur de la barre orientée suivant *x*.

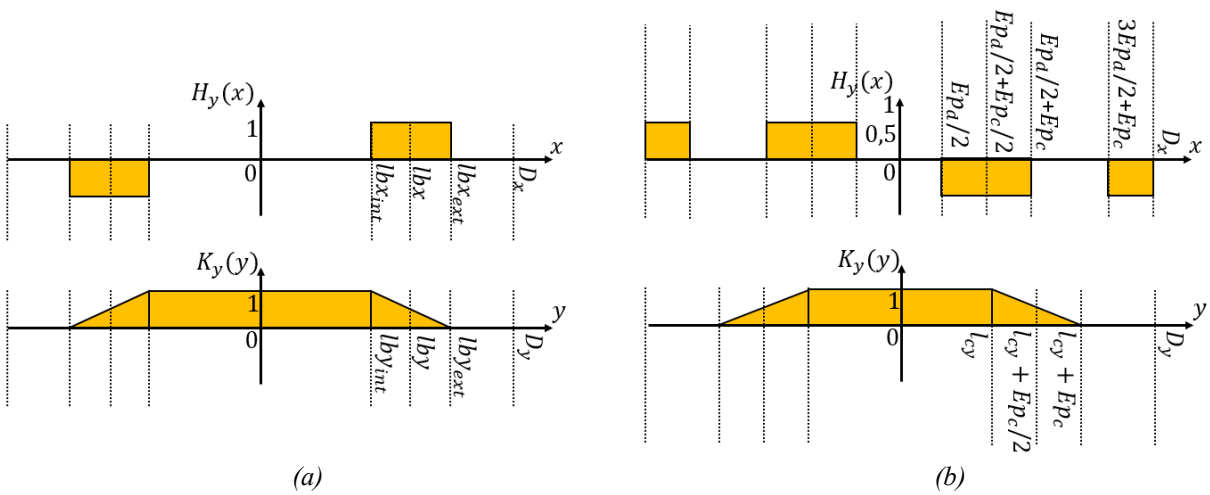


Figure 2-13 Décomposition en série de Fourier des densités de courant $J_y(x,y)$, (a) bobine supraconductrice et (b) bobinage statorique.

Les résultats de ces calculs sont fournis en annexe (**A.2**).

Dans un second temps, nous déterminons la densité $J_x(x,y)$ (têtes de bobines) telle que la divergence de la densité de courant soit nulle dans le domaine de résolution :

$$div(J_s) = \frac{\partial J_x(x,y)}{\partial x} + \frac{\partial J_y(x,y)}{\partial y} = 0$$

$$J_x(x,y) = -\int \frac{\partial J_y(x,y)}{\partial y} dx \qquad 2\text{-}18$$

Finalement nous obtenons les solutions suivantes :

- Bobinages statoriques

$$J_x(x,y) = \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty} J_{nmx}\ cos(w_n\, x)\ sin(w_m\, y)$$

$$Avec \quad J_{nmx} = \frac{16\, J_{cui}}{n\, m\, \pi^2\, w_n} \times \frac{1}{Ep_c} \times \left[cos\left(w_m\, l_{cy} + Ep_c\right) - cos(w_m\, l_{cy})\right] \times \left[cos(w_m\, lby_{ext}) - cos(w_m\, lby_{int})\right] \qquad 2\text{-}19$$

$$J_y(x,y) = \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty} J_{nmy}\ sin(w_n\, x)\ cos(w_m\, y)$$

$$Avec \quad J_{nmy} = -\frac{16\, J_{cui}}{n\, m\, \pi^2\, w_m} \times \frac{1}{Ep_c} \times \left[cos\left(w_m\, (l_{cy} + Ep_c)\right) - cos(w_m\, l_{cy})\right] \times \left[cos(w_n\, lbx_{ext}) - cos(w_n\, lbx_{int})\right]$$

- Bobinages statoriques

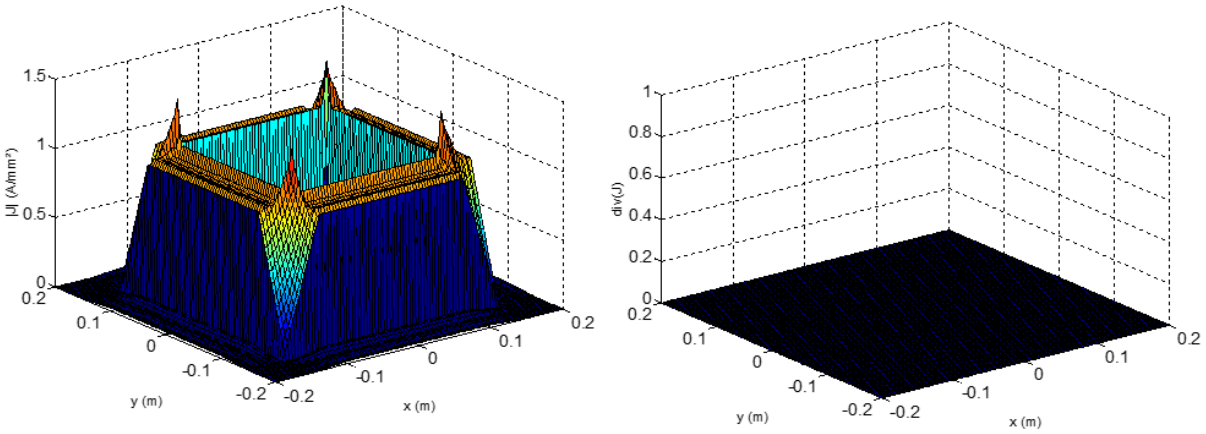
$$J_x(x,y) = \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty} J_{nmx}\ cos(w_n\, x)\ sin(w_m\, y)$$

$$Avec \quad J_{nmx} = \frac{16\, J_{cui}}{n\, m\, \pi^2\, w_n} \times \frac{1}{Ep_c} \times \left[cos\left(w_m\, l_{cy} + Ep_c\right) - cos(w_m\, l_{cy})\right] \times \left[cos(w_m\, lby_{ext}) - cos(w_m\, lby_{int})\right]$$

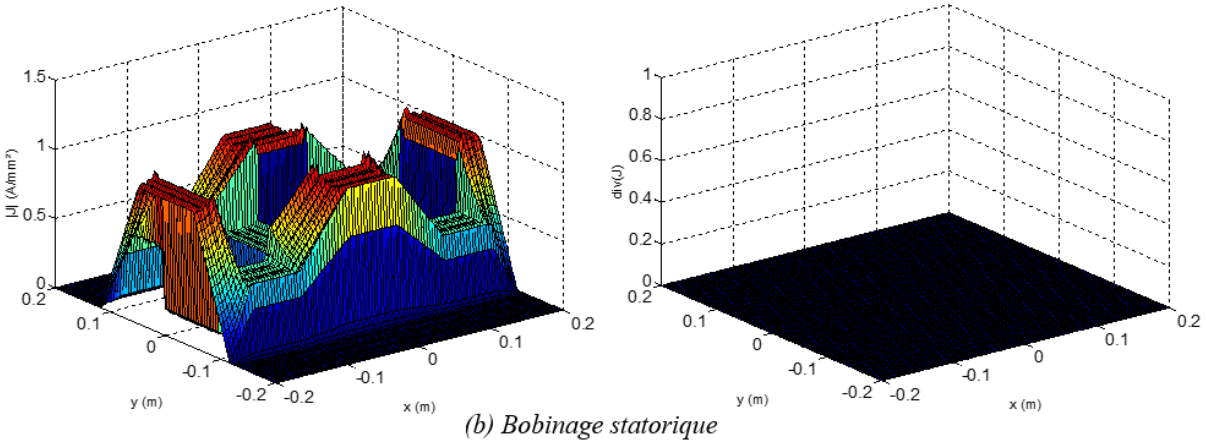
$$J_y(x,y) = \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty} J_{nmy}\ sin(w_n\, x)\ cos(w_m\, y)$$

$$Avec \quad J_{nmy} = -\frac{16\, J_{cui}}{n\, m\, \pi^2\, w_m} \times \frac{1}{Ep_c} \times \left[cos\left(w_m\, (l_{cy} + Ep_c)\right) - cos(w_m\, l_{cy})\right] \times \left[cos(w_n\, lbx_{ext}) - cos(w_n\, lbx_{int})\right]$$

2-20



(a) Bobine supraconductrice



(b) Bobinage statorique

Figure 2-14 Norme et divergence des densités de courant dans le plan (x,y) sous un pôle, (a) bobine supraconductrice et (b) bobinage statorique.

La Figure 2-14 est une représentation dans le plan (*x,y*) des densités de courant représentant la bobine supraconductrice (2-19) et le bobinage statorique (2-20) sous un pôle. Nous constatons que la divergence de la densité du courant est bien nulle dans tout le domaine de résolution.

Après avoir testé ces deux approches, nous n'observons pas de différence notable sur les résultats des valeurs globales et locales. Dans la suite du manuscrit, la totalité des résultats présentés provient de la première approche.

2.4.3.2 Résolution du problème avec bobine (a)

- *Solutions finales dans le domaine I et II (Air et bobine)*

La recherche de la solution particulière dans le domaine I du problème (a) (voir Figure 2-7) nécessite de déterminer une solution du potentiel vecteur magnétique ($\overrightarrow{A_{Ic}}$) respectant les expressions des densités de courant $J_x(x,y)$ et $J_y(x,y)$ à travers les équations de Poisson ci-dessous :

$$\frac{\partial^2 A_{Ic_x}^{(p)}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_{Ic_x}^{(p)}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 A_{Ic_x}^{(p)}}{\partial z^2} = -\mu_0\, J_x(x,y)$$
$$\frac{\partial^2 A_{Ic_y}^{(p)}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_{Ic_y}^{(p)}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 A_{Ic_y}^{(p)}}{\partial z^2} = -\mu_0\, J_y(x,y) \qquad \text{2-21}$$

Avec $A_{Ic_x}^{(p)}$ *et* $A_{Ic_y}^{(p)}$ étant respectivement les composantes de la solution particulière du potentiel vecteur $\overrightarrow{A_{Ic}}$ suivant les directions *x* et *y*.

La forme des solutions particulières doit respecter celle des sources de champ magnétique, $J_x(x,y)$ et $J_y(x,y)$ (équations (2-19) et (2-20)). On posera alors :

$$A_{Ic_x}^{(p)}(x,y,z) = \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty} J_1(z)\ cos(w_n\, x)\ sin(w_m\, y)$$
$$A_{Ic_y}^{(p)}(x,y,z) = \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty} J_2(z)\ cos(w_n\, x)\ sin(w_m\, y) \qquad \text{2-22}$$

En injectant (2-22) dans (2-21), on obtient :

$$J_1(z) = \frac{\mu_0\, J_{nmx}}{k^2} \quad ; \quad J_2(z) = \frac{\mu_0\, J_{nmy}}{k^2} \qquad \text{2-23}$$

Finalement, les solutions générales (2-14) et les solutions particulières (2-22) permettent d'écrire les solutions finales des potentiels magnétiques dans chaque domaine.

- *Solutions du potentiel vecteur magnétique* $\overrightarrow{A_{Ic}}$ *dans le domaine I (bobine,* $J \neq 0$*) :*

$$A_{Ic_x}(x,y,z) = \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left[\left(C_{n,m}\, e^{k\,z} + D_{n,m}\, e^{-k\,z}\right) + \frac{\mu_0\ J_{nmx}}{k^2}\right] \times cos(w_n\, x)\ sin(w_m\, y)$$

$$A_{Ic_y}(x,y,z) = \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left[\left(E_{n,m}\, e^{k\,z} + F_{n,m}\, e^{-k\,z}\right) + \frac{\mu_0\ J_{nmy}}{k^2}\right] \times sin(w_n\, x)\ cos(w_m\, y) \qquad 2\text{-}24$$

$$pour \quad \begin{cases} -D_x \leq x \leq D_x \\ -D_y \leq y \leq D_y \\ 0 \leq z \leq hb \end{cases}$$

- *Solutions du potentiel scalaire magnétique* ϕ_{IIc} *dans le domaine II (air,* $J = 0$*) :*

$$\phi_{IIc}(x,y,z) = \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left[A_{n,m}\, e^{k\,z} + B_{n,m}\, e^{-k\,z}\right]\ cos(w_n\, x)\ cos(w_m\, y) \qquad 2\text{-}25$$

$$pour \quad \begin{cases} -D_x \leq x \leq D_x \\ -D_y \leq y \leq D_y \\ hb \leq z \leq ht \end{cases}$$

- *Détermination des coefficients* $A_{n,m}$, $B_{n,m}$, $C_{n,m}$, $D_{n,m}$, $E_{n,m}$ *et* $F_{n,m}$

Les équations (2-24) et (2-25) possèdent six coefficients inconnus qu'il faut déterminer pour chaque harmonique *n* et *m*. Dans ce cas, pour que le problème puisse être résolu, il faut obtenir un système d'équations comportant $6 \times n \times m$ équations permettant de lier les coefficients inconnus entre eux.

Nous allons utiliser les conditions aux frontières et d'interface suivant la direction *z* :

$z = 0$: Frontière entre le domaine I et le fer

$z = hb$: Interface entre les domaines I et II

$z = ht$: Frontière entre le domaine II et le fer.

- $z = 0$ *et* $z = ht$ *(frontière avec le fer)*

Le fer est considéré comme ayant une perméabilité relative infinie. Cette condition est modélisée par l'équation (2-1), qui impose aux lignes de champ magnétique de rentrer orthogonalement à la surface entre les deux milieux (et donc des composantes tangentielles nulles).

En écrivant la solution du champ magnétique en fonction des potentiels magnétiques par le biais des équations (2-24), (2-25), du Tableau 5 et en utilisant la condition décrite par l'équation (2-1), on trouve les équations suivantes (les deux conditions exprimées en potentiel scalaire magnétique ϕ_{IIc} mènent à la même équation) :

$$\left.\frac{\partial A_{Ic_y}}{\partial z}\right|_{z=0} = 0 \quad ; \quad \left.\frac{\partial A_{Ic_x}}{\partial z}\right|_{z=0} = 0 \qquad \text{2-26}$$

$$\phi_{IIc}(z = h_t) = 0$$

Ces trois conditions permettent d'obtenir les $3 \times n \times m$ relations suivantes:

$$\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left(-k\, E_{n,m} + k\, F_{n,m}\right) = 0$$

$$\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left(k\, C_{n,m} - k\, D_{n,m}\right) = 0 \qquad \text{2-27}$$

$$\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left(A_{n,m}\, e^{k\, ht} + B_{n,m}\, e^{-k\, ht}\right) = 0$$

- $z = hb$ *(interface entre les domaines I et II)*

Les domaines I et II possèdent la même perméabilité magnétique ($\mu_r = 1$). On impose donc la continuité de l'induction magnétique normale et du champ tangentiel à l'interface des domaines I et II :

$$\left.B_{I_z}\right|_{z=hb} = \left.B_{II_z}\right|_{z=hb}$$

$$\left.H_{I_x}\right|_{z=hb} = \left.H_{II_x}\right|_{z=hb} \qquad \text{2-28}$$

$$\left.H_{I_y}\right|_{z=hb} = \left.H_{II_y}\right|_{z=hb}$$

Avec $\overrightarrow{B_I}$ l'induction magnétique dans le domaine I et $\overrightarrow{B_{II}}$ l'induction magnétique dans le domaine II.

En injectant les expressions des potentiels magnétiques (équations (2-24) et (2-25)) dans les équations ci-dessus, on obtient les trois relations suivantes :

$$\left.\frac{\partial A_{Ic_y}}{\partial z}\right|_{z=hb} = -\mu_0 \frac{\partial \phi_{IIc}}{\partial x}$$

$$\left.\frac{\partial A_{Ic_x}}{\partial z}\right|_{z=hb} = -\mu_0 \frac{\partial \phi_{IIc}}{\partial y} \qquad 2\text{-}29$$

$$\left.\frac{\partial A_{Ic_y}}{\partial x}\right|_{z=hb} - \left.\frac{\partial A_{Ic_x}}{\partial y}\right|_{z=hb} = -\mu_0 \frac{\partial \phi_{IIc}}{\partial z}$$

On trouve ainsi $3 \times n \times m$ équations qui lient les coefficients inconnus entre eux :

$$\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left(-k\, E_{n,m}\, e^{k\, hb} + k\, F_{n,m}\, e^{-k\, hb} - w_n\, \mu_0\, A_{n,m}\, e^{k\, hb} - w_n\, \mu_0\, B_{n,m} e^{-k\, hb}\right) = 0$$

$$\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left(k\, C_{n,m}\, e^{k\, hb} - k\, D_{n,m}\, e^{-k\, hb} - w_m\, \mu_0\, A_{n,m}\, e^{k\, hb} - w_m\, \mu_0\, B_{n,m}\, e^{-k\, hb}\right) = 0 \qquad 2\text{-}30$$

$$\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left(w_n\, E_{n,m} e^{k\, hb} + w_n\, F_{n,m}\, e^{-k\, hb} - w_m\, C_{n,m}\, e^{k\, hb} - w_m\, D_{n,m}\, e^{-k\, hb} + k\, \mu_0\, A_{n,m}\, e^{k\, hb} - k\, \mu_0\, B_{n,m}\, e^{-k\, hb}\right) = \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\frac{\mu_0}{k^2}\left(w_m\, J_{nmx} - w_n\, J_{nmy}\right)$$

Les conditions aux frontières et d'interface suivant la direction *z* nous ont permis d'obtenir $6 \times n \times m$ équations.

Finalement, le système d'équations comporte autant d'équations que d'inconnues. Il peut donc être résolu par la méthode d'inversion de matrice. Les solutions de chaque coefficient en fonction des paramètres géométriques et des harmoniques *n* et *m* sont données en annexe (**A.3**).

Seuls les coefficients J_{nmx} et J_{nmy} issus des décompositions en séries de Fourier (expressions (2-19) et (2-20)) diffèrent entre une modélisation du stator et de l'inducteur.

2.4.4 Problème avec aimants (b)

2.4.4.1 Modélisation de la magnétisation de l'aimant

On désire maintenant modéliser le problème (b) représenté sur la Figure 2-7. Ce problème possède comme source de champ magnétique un aimant permanent avec une magnétisation homogène orientée suivant l'axe *z* ($\vec{M} = M_z(x,y).\overrightarrow{u_z}$).

La modélisation est basée sur le même procédé que celui utilisé dans le cas de la modélisation des densités de courant du problème (a) :

$$M_z(x,y) = M \times H(x) \times K(y) \qquad 2\text{-}31$$

$H(x)$: La décomposition en série de Fourier à magnétisation unitaire suivant *x*,
$K(y)$: La décomposition en série de Fourier à magnétisation unitaire suivant *y*,
M : Magnétisation du domaine aimanté.

La décomposition en série de Fourier de la magnétisation du domaine I dans le plan (*x,y)* est illustrée par la Figure 2-15 et permet d'obtenir les relations suivantes :

$$H(x) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{w_n\, D_x} sin(w_n\, lax)\, cos(w_n\, x)$$
$$K(y) = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2}{w_m\, D_y} sin(w_m\, lay)\, cos(w_m\, y) \qquad 2\text{-}32$$

En injectant (2-32) dans (2-31), on obtient l'expression de la magnétisation dans le domaine I du problème (b) :

$$M_z(x,y) = \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty} M\ cos(w_n\, x)\ cos(w_m\, y)$$
$$Avec \quad M = \frac{16\, B_r}{\mu_0\, n\, m\, \pi^2}\, sin(w_n\, lax)\ sin(w_m\, lay) \qquad 2\text{-}33$$

La double série de Fourier modélisant la magnétisation des aimants permanents est représentée sur la Figure 2-16 avec $B_r = \mu_0\, M = 1\, T$.

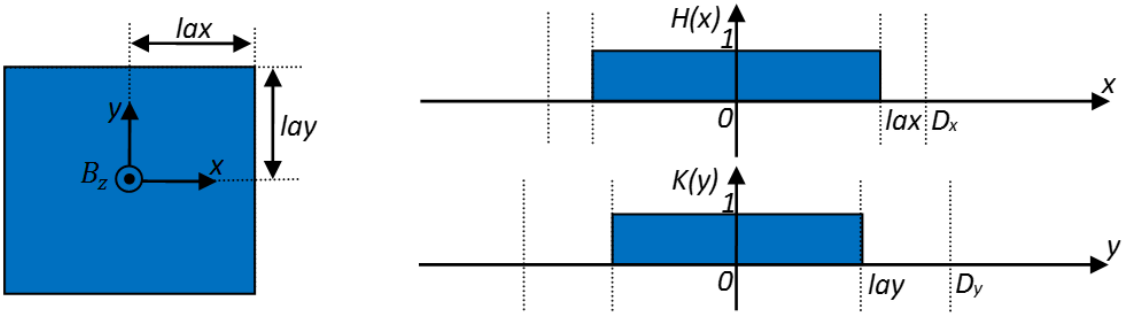


Figure 2-15 Modélisation d'un aimant permanent sur le plan (x,y).

2.4.4.2 Résolution du problème avec aimant (b)

- *Solutions finales dans les domaines I et II*

Pour obtenir la solution du problème, il faut déterminer la solution particulière dans le domaine I contenant l'aimant permanent. On doit résoudre l'équation de Poisson suivante :

$$\frac{\partial^2 \phi_{Ia}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi_{Ia}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \phi_{Ia}}{\partial z^2} = div(\vec{M}) \qquad 2\text{-}34$$

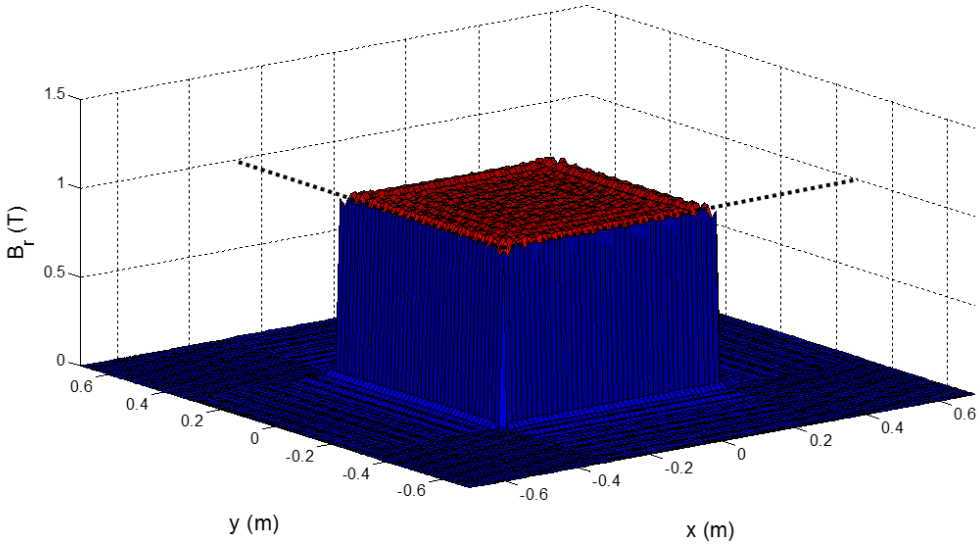


Figure 2-16 Affichage de la double série de Fourier M_z dans le plan (x,y) avec $B_r = 1\,T$.

Le vecteur de magnétisation $\vec{M}$ possède une composante unique orientée suivant la direction *z* et dépendant uniquement des variables *x* et *y*. De ce fait, la divergence du vecteur de magnétisation sera nulle. L'équation à résoudre n'aura donc plus de second membre.

La solution est alors uniquement composée de la solution générale représentée par l'équation (2-14).

- *Solutions du potentiel scalaire ϕ_{Ia} dans le domaine I:*

$$\phi_{Ia}(x,y,z) = \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left[G_{n,m}\, e^{k\,z} + H_{n,m}\, e^{-k\,z}\right] cos(w_n\, x)\ \ cos(w_m\, y)$$

$$pour \quad \begin{cases} -D_x \leq x \leq D_x \\ -D_y \leq y \leq D_y \\ 0 \leq z \leq ha \end{cases} \qquad 2\text{-}35$$

- *Solutions du potentiel scalaire ϕ_{IIa} dans le domaine II:*

$$\phi_{IIa}(x,y,z) = \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left[I_{n,m}\, e^{k\,z} + J_{n,m}\, e^{-k\,z}\right] cos(w_n\, x)\ \ cos(w_m\, y)$$

$$pour \quad \begin{cases} -D_x \leq x \leq D_x \\ -D_y \leq y \leq D_y \\ ha \leq z \leq ht \end{cases} \qquad 2\text{-}36$$

- *Détermination des coefficients $G_{n,m}$, $H_{n,m}$, $I_{n,m}$ et $J_{n,m}$*

Les équations (2-35) et (2-36) comportent $4 \times n \times m$ coefficients inconnus qu'il faut déterminer à l'aide des conditions aux frontières et d'interface suivant l'axe *z :*

$z = 0$ *:* Frontière entre le domaine I et le fer
$z = ha$: Interface entre les domaines I et II
$z = ht$: Frontière entre le domaine II et le fer.

Ce qui nous permet d'obtenir $4 \times n \times m$ équations liant les coefficients entre eux.

- $z = 0$ *et* $z = ht$ *(frontière et fer)*

La condition de passage impose aux lignes de champ magnétique de pénétrer orthogonalement à la surface entre les deux milieux (équation (2-1)). On trouve ainsi $2 \times n \times m$ équations :

$$\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left(G_{n,m} + H_{n,m}\right) = 0$$

$$\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left(I_{n,m}\, e^{k.ht} + J_{n,m}\, e^{-k.ht}\right) = 0 \qquad 2\text{-}37$$

- $z = ha$ *(interface entre les domaines I et II)*

Les domaines I et II possèdent la même perméabilité relative ($\mu_r = 1$). On impose les conditions de continuité de l'induction normale et du champ tangentiel définies par :

$$B_{I_z}\Big|_{z=ha} = B_{II_z}\Big|_{z=ha} \rightarrow (H_{I_z} + M)\Big|_{z=ha} = H_{II_z}\Big|_{z=ha}$$

$$H_{I_x}\Big|_{z=ha} = H_{II_x}\Big|_{z=ha} \qquad 2\text{-}38$$

$$H_{I_y}\Big|_{z=ha} = H_{II_y}\Big|_{z=ha}$$

On constate que la magnétisation qui représente la source du champ magnétique intervient au niveau des conditions de passage dans cette modélisation (Tableau 4).

On obtient ainsi les $2 \times n \times m$ équations manquantes (les conditions sur les composantes tangentielles du champ magnétique mènent à la même équation):

$$\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left(G_{n,m}\, e^{k\,ha} + H_{n,m}\, e^{-k\,ha} - I_{n,m}\, e^{k\,ha} - J_{n,m}\, e^{-k\,ha}\right) = 0$$

$$2\text{-}39$$

$$\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left(G_{n,m}\, e^{k\,ha} - H_{n,m}\, e^{-k\,ha} - I_{n,m}\, e^{k\,ha} + J_{n,m}\, e^{-k\,ha}\right) = \frac{M}{k}$$

Finalement, le système comporte assez d'équations pour pouvoir être résolu. Les solutions pour chaque coefficient en fonction des paramètres géométriques et des harmoniques *n* et *m* sont données en annexe (**A.4**).

2.4.5 Utilisation du modèle analytique

Dans cette partie, nous détaillerons comment calculer la valeur des inductions magnétiques, ainsi que le couple électromagnétique et la force axiale par l'utilisation du tenseur de Maxwell. Le calcul de la force électromotrice aux bornes du stator, ainsi que le calcul du courant de fonctionnement de l'inducteur supraconducteur seront détaillés plus loin dans le manuscrit (voir chapitres 3 et 4).

2.4.5.1 Champs magnétiques

Les champs magnétiques sont directement liés aux expressions des potentiels magnétiques calculés précédemment dans les domaines I et II des problèmes (a) et (b) (voir Tableau 5).

Dans la mesure où nous avons résolu indépendamment les problèmes avec aimants et courants, la reconstitution des solutions du champ magnétique présent dans l'accouplement ou dans le moteur se fera par l'utilisation du théorème de superposition.

La variation de l'angle interne se traduit par un décalage de la solution du champ magnétique suivant l'axe x en écrivant $x' = x - X_i$ et le positionnement d'une source en face de l'autre se fera sur la variable z en posant $z' = ht - z$.

De plus, la composante du champ magnétique orientée suivant z devra s'inverser. Ces transformations, dans le cas du problème (b), sont illustrées sur la Figure 2-17 et exprimées mathématiquement par les équations 2-40.

$$\overrightarrow{B_{(1)}} = \begin{vmatrix} B_x(x,y,z) \\ B_y(x,y,z) \\ B_z(x,y,z) \end{vmatrix} \quad \overrightarrow{B_{(2)}} = \begin{vmatrix} B_x(x',y,z') \\ B_y(x',y,z') \\ -B_z(x',y,z') \end{vmatrix} \qquad 2\text{-}40$$

$$avec \quad \begin{matrix} x' = x - X_i \\ z' = ht - z \end{matrix}$$

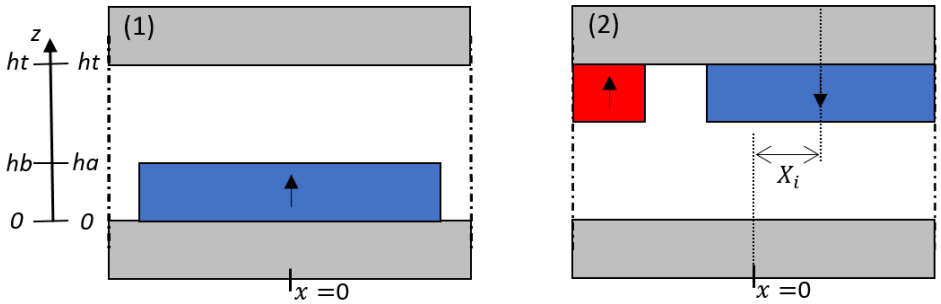


Figure 2-17 Déplacement et inversion de l'aimantation du problème (b).

2.4.5.2 Couple et force axiale

Nous utilisons le tenseur de Maxwell pour le bilan des forces dans le système. L'expression de la force exercée sur un volume entouré par une surface *S* localisée dans le vide, s'écrit comme suit :

$$\vec{F} = \frac{1}{\mu_0} \oint_S \left\{ \vec{B}(\vec{n}.\vec{B}) - \frac{1}{2}(\vec{B}.\vec{B}) \right\} dS \qquad 2\text{-}41$$

La Figure 2-18 schématise la surface d'intégration utilisée dans l'expression du tenseur de Maxwell.

Sur la figure de gauche, nous faisons l'hypothèse que le champ magnétique est nul sur toute la surface d'intégration excepté dans l'entrefer du système. De plus, en tenant compte des conditions de périodicité, on peut se limiter à l'application du tenseur de Maxwell sous un pôle et au milieu de l'entrefer et multiplier ensuite le résultat par $2 \times p$.

La formule analytique de la force se simplifie alors en devenant:

$$\vec{F} = \frac{2\,p}{\mu_0}\int_{-D_x}^{D_x}\int_{-D_y}^{D_y}\left\{\vec{B}(\vec{n}.\vec{B}) - \frac{1}{2}(\vec{B}.\vec{B})\right\}dx\,dy \qquad 2\text{-}42$$

En développant (2-42), les expressions du couple électromagnétique et de la force axiale s'écrivent :

$$F_z = \frac{2\,p}{\mu_0}\int_{-D_x}^{D_x}\int_{-D_y}^{D_y}\frac{1}{2}\left(B_z^2 - B_x^2 - {B_y}^2\right)dx\,dy$$

$$\Gamma = -R_{moy}\frac{2\,p}{\mu_0}\int_{-D_x}^{D_x}\int_{-D_y}^{D_y} B_x\;B_z\,dx\,dy \qquad 2\text{-}43$$

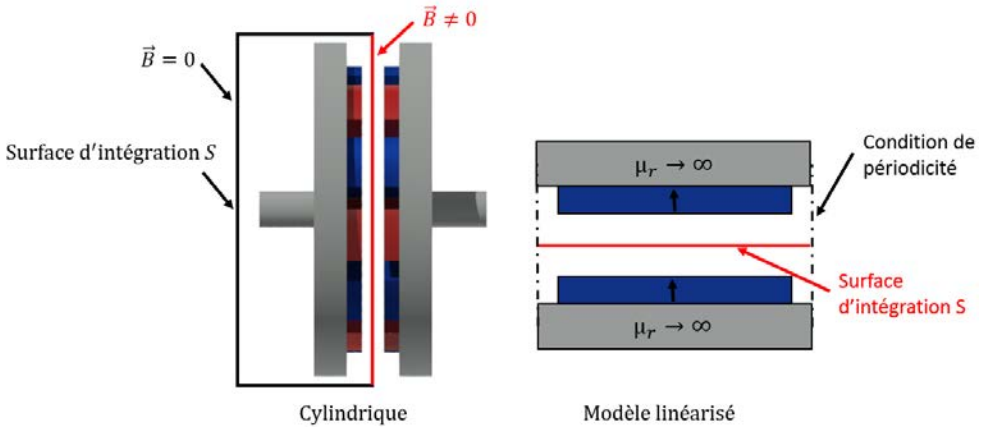


Figure 2-18 Surface d'intégration S utilisée dans le tenseur de Maxwell pour un actionneur à flux axial.

2.5 Validation de la modélisation

Dans cette partie, nous comparons les résultats du modèle analytique 3D avec des calculs utilisant la méthode des éléments finis et des résultats expérimentaux.

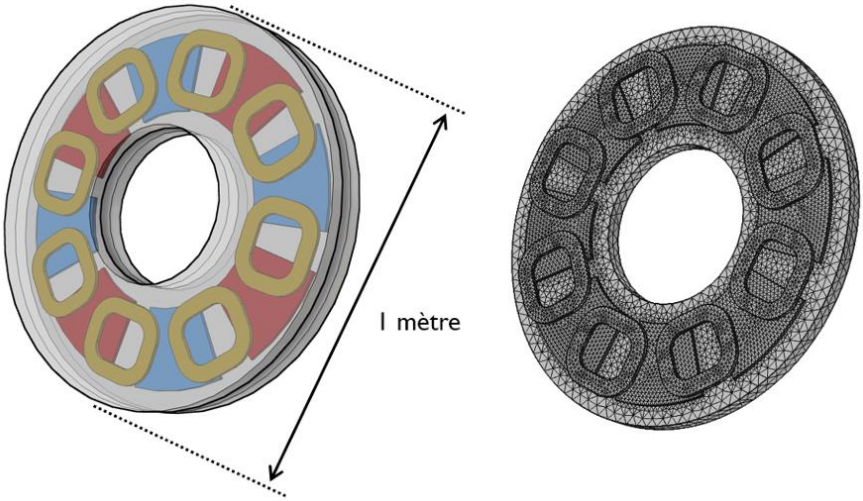
Ensuite, nous présentons une étude paramétrique consistant à calculer le couple, en fonction des paramètres géométriques, par le modèle analytique pour la géométrie simplifiée et par EF de la topologie cylindrique réelle. Cela nous permettra d'évaluer les limites de l'hypothèse de linéarisation et de connaitre le nombre d'harmoniques à utiliser pour obtenir une bonne précision du modèle.

2.5.1 Validation par les éléments finis

Nous proposons de valider le modèle analytique en comparant ses résultats avec un logiciel utilisant la méthode des éléments finis. La structure étudiée est un accouplement magnétique composé d'un

rotor muni de bobines supraconductrices et d'un rotor à aimants permanents (Figure 2-19-a) [Dol14a]. Les dimensions géométriques ainsi que les paramètres électromagnétiques sont présentés dans le Tableau 6. La grande taille de cet accouplement correspond à la transmission de forts couples, ce qui est représentatif de l'application « propulsion marine » visée par notre étude.

Le modèle numérique développé sur le logiciel COMSOL MULTIPHYSICS® respecte la forme cylindrique de l'accouplement à flux axial. Une formulation en potentiel vecteur magnétique est utilisée pour tenir compte des densités de courant (bobines supraconductrices). Le maillage illustré Figure 2-19-b est composé de 142 000 éléments de type tétraèdres. Les parties ferromagnétiques sont considérées non saturées lors de la validation du modèle. La perméabilité relative des culasses en fer est choisie très grande devant 1, soit $\mu_r = 1000$.



(a) *(b)*

Figure 2-19 Accouplement magnétique supraconducteur étudié, (a) représentation 3D, (b) représentation du maillage utilisé.

Tableau 6 Paramètres géométriques et caractéristique électromagnétique de l'accouplement.

Paramètre	Description	Unité	Valeur
$\boldsymbol{R_{ext}}$	Rayon externe culasse magnétique	*mm*	500
$\boldsymbol{R_{int}}$	Rayon interne culasse magnétique	*mm*	200
$\boldsymbol{e}$	Épaisseur de l'entrefer	*mm*	20
$\boldsymbol{p}$	Nombre de paires de pôles	-	4
$\boldsymbol{2\ lax}$	Longueur de l'aimant suivant l'axe x	*mm*	200
$\boldsymbol{2\ lay}$	Longueur de l'aimant suivant l'axe y	*mm*	200
$\boldsymbol{ha}$	Épaisseur de l'aimant	*mm*	10
$\boldsymbol{B_r}$	Induction rémanente de l'aimant	*T*	1,2
$\boldsymbol{2\ lbx_{int}}$	Longueur interne de la bobine suivant l'axe x	*mm*	140
$\boldsymbol{2\ lbx_{ext}}$	Longueur externe de la bobine suivant l'axe x	*mm*	220
$\boldsymbol{2\ lby_{int}}$	Longueur interne de la bobine suivant l'axe y	*mm*	120
$\boldsymbol{2\ lby_{ext}}$	Longueur externe de la bobine suivant l'axe y	*mm*	200
$\boldsymbol{hb_s}$	Épaisseur de la bobine	*mm*	10
$\boldsymbol{J_s}$	Densité de courant dans la bobine	*A/mm²*	40

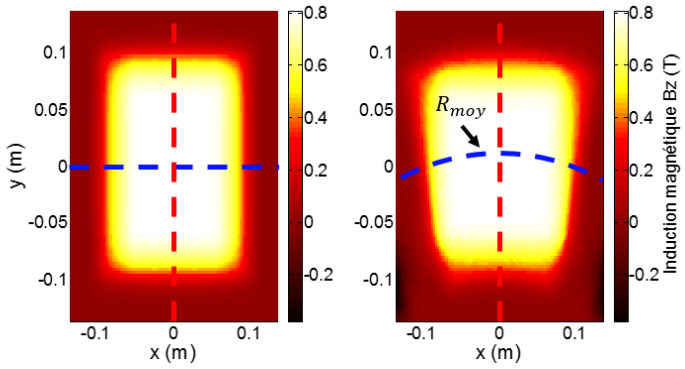
Tous les résultats concernant les inductions magnétiques sont obtenus au milieu de l'entrefer en $z = hb_s + \frac{e}{2}$ avec un angle interne nul ($\varphi = 0$, aimant en face d'une bobine).

La Figure 2-20 représente la composante axiale de l'induction magnétique (B_z) sous un pôle de l'accouplement. On constate l'absence des effets de courbure dans les résultats du calcul analytique (a) (symétrie par rapport à l'axe *x*).

La Figure 2-21 présente le tracé des inductions magnétiques B_z et B_x au niveau du rayon moyen ($r = R_{moy}$ et $\Theta = \frac{x}{R_{moy}}$) calculées avec les modèles analytique et numérique.

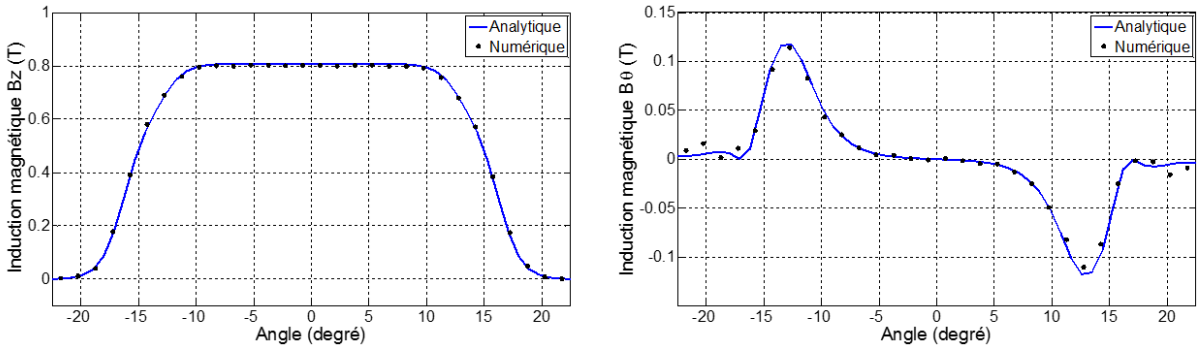
La Figure 2-22 compare la composante axiale de l'induction magnétique (B_z) au milieu du pôle suivant la direction *y* entre le modèle linéarisé (analytique) et le modèle respectant la topologie cylindrique (numérique).

On constate que les résultats du modèle analytique sont très proches des éléments finis. Au niveau des temps de résolution, le modèle analytique prend quelques millisecondes tandis que le modèle numérique prend plusieurs minutes.



(a) *(b)*

Figure 2-20 Distribution de l'induction magnétique B_z sous un pôle au milieu de l'entrefer, (a) modèle analytique, (b) modèle numérique.



(a) *(b)*

Figure 2-21 Variation de l'induction magnétique sur une ligne suivant θ au milieu de l'entrefer, sous un pôle ($r = R_{moy}$).

La Figure 2-23 représente la valeur du couple statique (a) et de la force axiale (b) en fonction de l'angle interne (φ). On peut observer que le couple statique n'est pas sinusoïdal, car les champs magnétiques créés par les deux rotors possèdent des harmoniques d'espaces. Le couple atteint une valeur maximale pour $\varphi = 22.5$ ° mécaniques, soit 90° électriques.

De plus, on constate que la force axiale est très élevée (sa valeur maximale est atteinte pour un angle interne nul). Cette force d'attraction entre les deux rotors est un inconvénient pour le dimensionnement mécanique des actionneurs à flux axial.

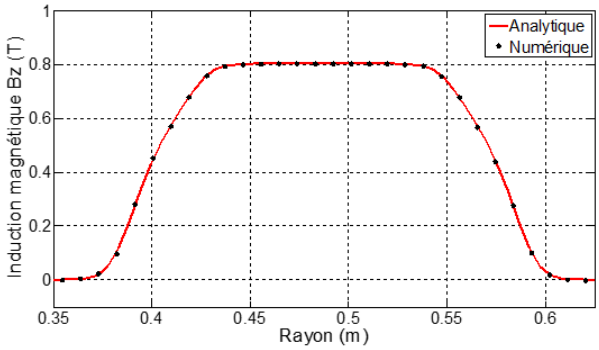
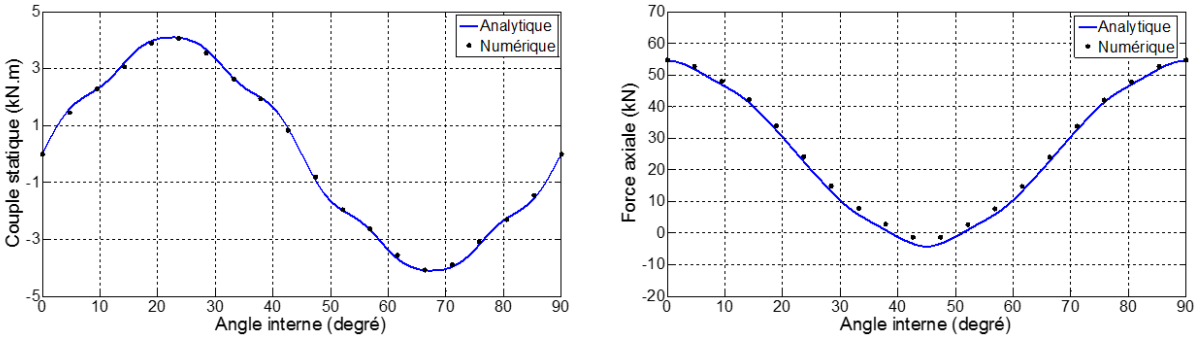


Figure 2-22 Variation de l'induction magnétique B_z sur une ligne suivant r au milieu de l'entrefer ($x = 0$).



(a) *(b)*

Figure 2-23 Couple statique et force axiale en fonction de l'angle interne φ.

2.5.2 Validation expérimentale sur un prototype d'accouplement aimant-aimant

Pour étendre la validation du modèle à une expérimentation, nous avons comparé les résultats de notre modélisation analytique aux mesures effectuées sur un accouplement constitué uniquement d'aimant permanent (Figure 2-24) [Lub12, Dol14a]. Les paramètres géométriques et magnétiques de cet accouplement construit au Laboratoire GREEN sont répertoriés dans le Tableau 7.

L'induction magnétique d'entrefer est mesurée avec une sonde à effet Hall. Pour mesurer le couple statique, des masses sont suspendues à l'extrémité d'une barre, rattachée à un rotor libre en rotation (l'autre rotor est fixe) (Figure 2-24). Le couple est obtenu en multipliant le poids des masses suspendues par le bras de levier (la longueur de la barre vaut 1 m). L'angle interne φ est mesuré avec un codeur incrémental dont la résolution est de 4096 pas par tour.

La Figure 2-25 compare le calcul et la mesure de l'induction magnétique B_z au milieu de l'entrefer. Les mesures ont été effectuées avec un angle interne nul ($\varphi = 0$) pour un entrefer de $9{,}5\ mm$ d'épaisseur.

Les calculs et les mesures de l'induction magnétique B_z sont très proches. La petite différence visible sur l'induction B_z tracée le long du rayon est due aux effets de courbure négligés dans la modélisation analytique.

La Figure 2-26 compare le couple statique en fonction de l'angle interne pour deux valeurs d'entrefer, $e = 4\ mm$ et $e = 9{,}5\ mm$. On notera la très bonne concordance entre les mesures et les calculs.

Tableau 7 Paramètres de l'accouplement à aimants permanents.

Paramètre	Description	Unité	Valeur
R_{ext}	Rayon externe des aimants	*mm*	60
R_{int}	Rayon interne des aimants	*mm*	30
h_a	Hauteur de l'aimant	*mm*	7
e	Épaisseur de l'entrefer	*mm*	variable
α	Ouverture des aimants	-	0,9
p	Nombre de paires de pôles	-	6
B_r	Induction rémanente des aimants permanents	*T*	1,25

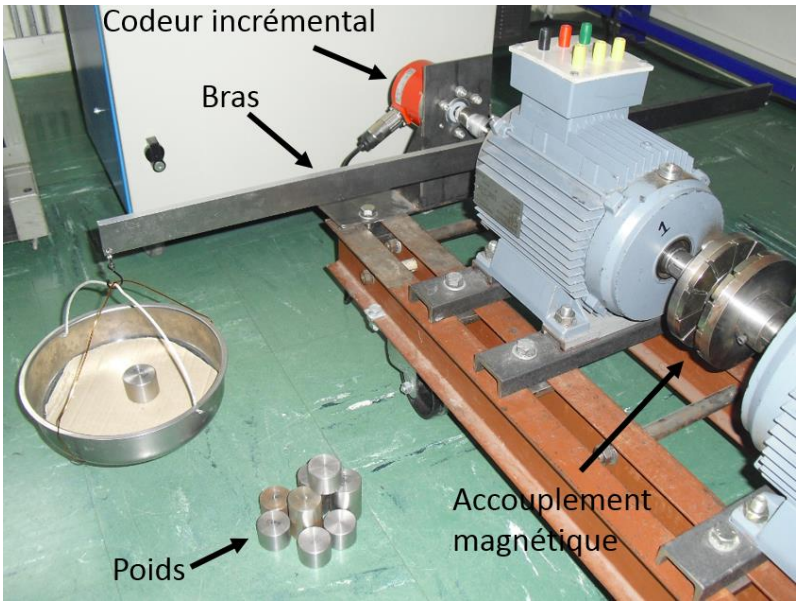
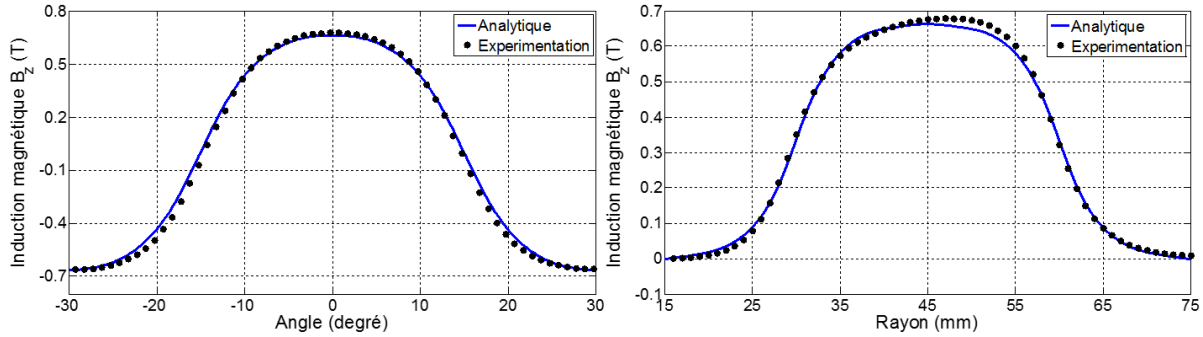
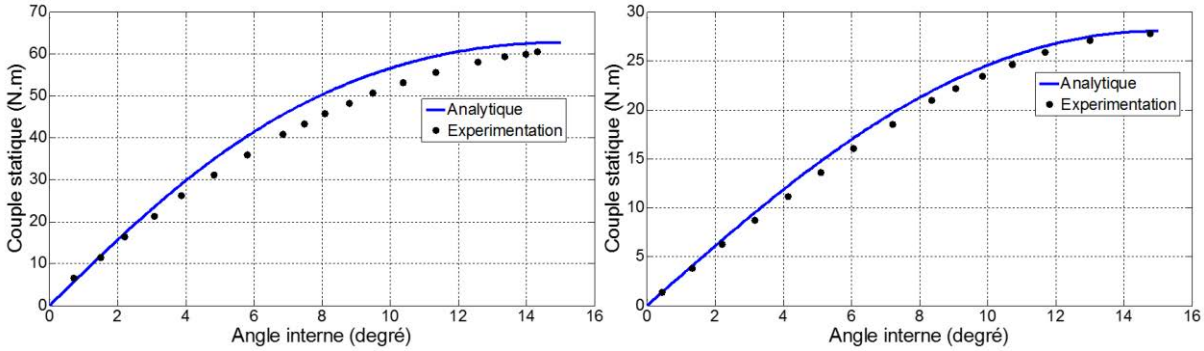


Figure 2-24 Photographie du banc de test de l'accouplement à aimants permanents [Lub12, Dol14a].



(a) *(b)*

Figure 2-25 Induction magnétique B_z sous un pôle au milieu de l'entrefer pour $e = 9{,}5\ mm$, (a) au niveau du rayon moyen $r = R_{moy}$ et (b) suivant le rayon pour $\varphi = 0$.



(a) *(b)*

Figure 2-26 Couple statique en fonction de l'angle interne pour deux valeurs d'épaisseur d'entrefer, (a) $e = 4\ mm$, (b) $e = 9{,}5\ mm$.

2.5.3 Limites du modèle analytique

- *Nombre nécessaire d'harmoniques*

Les expressions de la modélisation analytique contiennent des doubles sommes qui dépendent du nombre d'harmoniques N_{max} et M_{max} (N_{max} et M_{max} représentent le nombre d'harmoniques utilisé suivant les directions *x* et *y*). La précision du calcul augmente avec le nombre d'harmoniques utilisés, mais le temps de résolution est aussi plus important.

La Figure 2-27 montre l'erreur relative (en pourcents) commise sur le calcul du couple de décrochage, en fonction des nombres d'harmoniques utilisés N_{max} et M_{max}. Cet écart est défini par l'expression (2-44), dans laquelle Γ est le couple calculé et $\Gamma_{\text{expérimentation}}$ est le couple mesuré sur l'accouplement magnétique présenté Figure 2-24 pour un entrefer de $4\ mm$.

$$\varepsilon_{\%} = 100\ \frac{\Gamma_{expérimentation} - \Gamma}{\Gamma_{expérimentation}} \qquad 2\text{-}44$$

Avec $\Gamma_{expérimentation} = 60.6\ N.m$, le couple maximal pour un entrefer de $e = 4\ mm$.

Si l'on considère uniquement un harmonique suivant la direction *x* ($N_{max} = 1$, seul le fondamental de l'induction magnétique est pris en compte), nous observons sur la Figure 2-27 le calcul surestime légèrement le couple ($\varepsilon_{\%} = -7\%$). Si l'on ajoute un harmonique supplémentaire ($N_{max} = 3$), nous obtenons un résultat beaucoup plus précis avec une erreur inférieure à 2%. Ces bons résultats nécessitent d'utiliser un minimum de deux harmoniques le long de la direction *y* ($M_{max} = 3$) pour prendre en compte les effets de bord (effets 3D).

Quoi qu'il en soit, même en prenant $N_{max} = 20$ et $M_{max} = 20$, les temps de calcul restent inférieurs à la milliseconde.

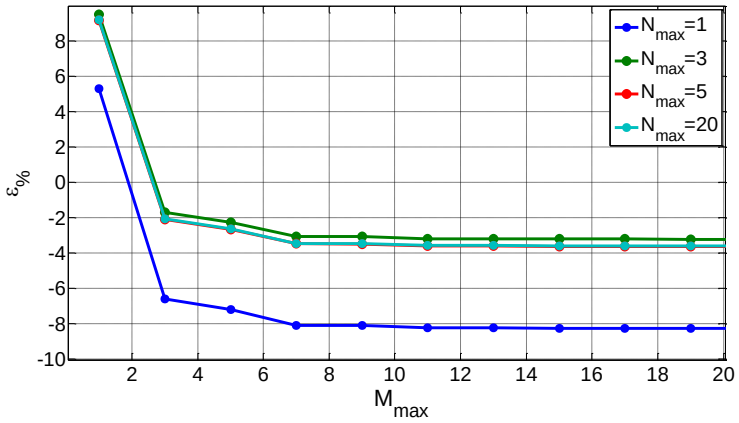


Figure 2-27 Erreur sur le calcul du couple statique en fonction de N_{max} et M_{max}.

- *Effet de la linéarisation au rayon moyen*

Afin d'étudier les limites du modèle analytique dues à l'hypothèse de linéarisation au rayon moyen, nous comparons le calcul analytique (topologie linéarisée) et les simulations 3D par éléments finis (topologie cylindrique réelle) en variant les dimensions géométriques de l'ensemble.

Pour des soucis de temps de simulation numérique 3D, le problème que nous traitons ici est celui d'un accouplement aimant-aimant (la formulation en potentiel scalaire conduit à des temps de calculs réduits).

Pour un entrefer donné, l'erreur introduite par l'hypothèse de linéarisation dépend de l'excursion radiale $R_{ext} - R_{int}$ et du pas polaire $(R_{ext} + R_{int})\pi/2p$.

Pour analyser l'influence de ces paramètres, nous introduisons un nombre sans dimension λ qui permet de tenir compte de l'influence de R_{ext}, R_{int} et p avec un paramètre unique :

$$\lambda = p\,\frac{1-\beta}{1+\beta} \quad avec \;\; \beta = \frac{R_{int}}{R_{ext}} \qquad 2\text{-}45$$

Deux calculs sont effectués: le premier par la méthode des éléments finis pour obtenir le couple de l'accouplement cylindrique. Le second utilise le modèle analytique pour calculer le couple de l'accouplement cylindrique linéarisé avec $N_{max} = 20$ et $M_{max} = 20$.

Pour une hauteur de l'aimant $ha = 10\ mm$ (pour les deux rotors) et pour deux valeurs de l'entrefer ($e = 5\ mm$ et $e = 10\ mm$), on fait varier R_{ext}, R_{int} et p dans les intervalles suivants:

$R_{ext} = [0{,}1\ m$ à $0{,}3\ m]$, avec un pas de 0,1 m (3 valeurs);
$R_{int} = [0{,}3 \times R_{ext}$ à $0{,}8 \times R_{ext}]$, avec un pas de $0{,}1 \times R_{ext}$ (6 valeurs);
$p = [2$ à $8]$, avec un pas de 1 (7 valeurs);

Cela correspond à 126 calculs à effectuer pour chaque valeur d'entrefer (soit un total de 252 combinaisons).

La Figure 2-28 présente l'erreur sur le calcul de couple entre le modèle analytique et la simulation numérique. On peut voir que l'erreur ne dépasse pas $3\ \%$ pour un entrefer de $5\ mm$.

Cette erreur peut croitre jusqu'à un maximum de $6\ \%$ lorsque l'épaisseur de l'entrefer est de $10\ mm$, mais ceci ne concerne que très peu de points.

Ces résultats valident clairement l'hypothèse de linéarisation. En ce qui concerne le temps de calcul, les 256 simulations numériques 3D par éléments finis ont pris plusieurs heures alors que les calculs analytiques nécessitent moins d'une minute.

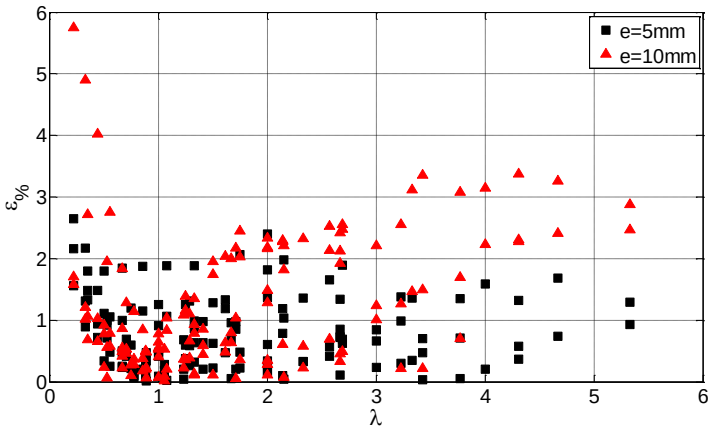


Figure 2-28 Erreur sur le calcul du couple entre la modélisation analytique et le modèle numérique.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode de modélisation analytique en 3D du moteur supraconducteur à flux axial comportant une transmission magnétique du couple sans contact. Cette modélisation basée sur la résolution des équations de Maxwell en 3D et d'une hypothèse de linéarisation au rayon moyen permet de calculer les inductions magnétiques, ainsi que le couple et la force axiale par l'utilisation du tenseur de Maxwell en tenant compte des effets de bord (effet 3D).

Pour valider le modèle, nous avons comparé les résultats obtenus avec ceux d'un logiciel utilisant les éléments finis et d'une expérimentation sur un accouplement magnétique composé uniquement d'aimants permanents. Nous avons mis en évidence la grande précision du modèle qui permet de prédire les valeurs des grandeurs globales avec des erreurs inférieures à 5 % par rapport aux éléments finis et aux mesures. En outre, les temps de résolution sont très courts (moins d'une seconde).

Finalement, ce modèle constitue un outil de calcul rapide et précis qui nous permettra un dimensionnement rapide du dispositif étudié. Il se prête également bien pour une utilisation dans des algorithmes d'optimisation. Cependant, le dimensionnement des dispositifs avec supraconducteurs nécessite la prise en compte de leurs spécificités dans les modèles de calcul. En particulier, il faut déterminer le courant maximal admissible des bobinages supraconducteurs qu'on appellera courant de fonctionnement. Le chapitre suivant traitera donc de la « Modélisation des bobines supraconductrices ».

Chapitre 3 Conception et réalisation de bobines supraconductrices

3.1 Introduction 73

3.2 Comportement d'un ruban supraconducteur (BSCCO) 73

3.2.1 Définition du courant critique Ic 74

3.2.2 Ic en fonction de la température et du champ magnétique 76

3.2.3 Ic en fonction des pressions mécaniques 78

3.3 Courant de fonctionnement d'un solénoïde 80

3.3.1 Point de fonctionnement magnétique : droite de charge 81

3.3.2 Critère à champ électrique maximal 82

3.4 Réalisations et caractérisations de bobines 83

3.4.1 Réalisation des bobines supraconductrices 84

3.4.2 Caractéristiques électriques 86

3.5 Courant de fonctionnement de l'inducteur supraconducteur 89

3.6 Conclusion 93

3.1 Introduction

Les travaux de cette thèse portent sur l'évaluation des performances d'une nouvelle topologie de machine électrique supraconductrice intégrant un accouplement supraconducteur. Pour mener à bien ces travaux, nous proposons deux études:

- Une étude théorique (chapitre 4), en optimisant une machine par l'intermédiaire d'un modèle analytique développé dans le chapitre 2,
- une étude expérimentale (chapitre 5), en réalisant un prototype à échelle réduite d'une machine.

Ces études demandent au préalable de bien comprendre comment les propriétés des supraconducteurs varient en fonction de leur environnement et de connaitre les difficultés liées à la réalisation de bobines.

Pour cela, nous nous focaliserons dans un premier temps, sur l'étude d'un ruban supraconducteur non bobiné de type BSCCO. Nous définirons son courant critique, pour ensuite avec l'aide de courbes détaillées mettre en avant les variations non linéaires du courant critique en fonction du champ magnétique, de la température et des contraintes mécaniques.

Une seconde partie présente deux méthodes de calcul du courant de fonctionnement (I_M) d'une bobine supraconductrice en tenant compte du comportement non linéaire vis-à-vis du champ magnétique : la méthode de la courbe de charge et le critère à champ électrique maximal.

Ensuite, nous présenterons les étapes de fabrication des bobines supraconductrices composant l'inducteur du prototype à échelle réduite qui sera présenté dans le chapitre 5. Nous réaliserons les caractérisations électriques de ces bobines à l'azote liquide. Les résultats nous permettront de valider le fonctionnement des bobines.

Dans une dernière partie, nous expliquerons le protocole de calcul du courant de fonctionnement d'un inducteur supraconducteur complet. Nous validerons également le calcul du courant de fonctionnement avec le modèle analytique 3D présenté dans le chapitre 2 dans l'optique de l'utiliser dans un algorithme d'optimisation (chapitre 4).

3.2 Comportement d'un ruban supraconducteur (BSCCO)

Tous les calculs et mesures présentés dans ce chapitre sont menés sur un ruban supraconducteur BSCCO commercialisé par SUMITOMO ELECTRIC® [Glo] sous le nom de DI-BSSCO type H_i (l'indice i signifie : « insulated » ou isolé). Une photographie de la section active du ruban est présentée Figure 3-1.

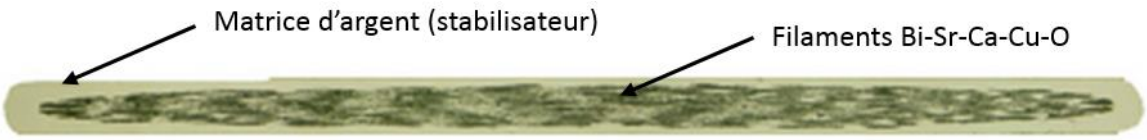


Figure 3-1 Photographie de la section d'un ruban BSCCO type H.

Ces dimensions sont répertoriées dans le tableau ci-dessous :

Tableau 8 Dimensions du ruban BSCCO de type H_i.

Description	Unité	Valeur
Épaisseur du ruban (sans isolant / avec isolant)	*mm*	0,24 / 0,25
Largeur du ruban (sans isolant / avec isolant)	*mm*	4,3 / 4,4
Rayon de courbure minimum	*mm*	35

Le paramètre essentiel représentant les performances d'un fil supraconducteur en termes de courant de transport est son courant critique. C'est un indicateur important permettant d'évaluer la dégradation de ses performances fonction de la température, du champ magnétique appliqué et des contraintes mécaniques. De ce fait, nous définissons dans la prochaine partie, le courant critique d'un ruban supraconducteur.

3.2.1 Définition du courant critique I_c

Le BSCCO fait partie de la famille des supraconducteurs de type *II* qui possède une transition d'un état supraconducteur vers un état normal considérée comme progressive.

Localement, cette transition peut être modélisée par une caractéristique électrique $E(J_s)$ exprimée par une loi en puissance :

$$\frac{E}{E_c} = \left(\frac{J_s}{J_c(B)}\right)^{n(B)} \qquad 3\text{-}1$$

Ce modèle comporte deux paramètres $n(B)$ et $J_c(B)$ appelés respectivement exposant-n et densité de courant critique qui dépendent, pour une température donnée, de l'induction magnétique appliquée sur le ruban. E_c est le champ électrique critique fixé arbitrairement à $1\ \mu V/cm$ dans la littérature.

Pour vérifier la validité de la loi en puissance dans le cas du ruban BSSCO présenté Figure 3-1, nous avons mesuré expérimentalement sa caractéristique électrique à une température de $77\ K$ (refroidissement par immersion dans un bain azote liquide).

Le schéma de principe permettant cette mesure est présenté sur la Figure 3-3 et une photographie du dispositif est présentée Figure 3-2. Une source de courant stabilisée alimente le ruban avec un courant (I) et un nanovoltmètre permet de mesurer la tension (V) entre deux prises de potentiel espacées d'une distance (L).

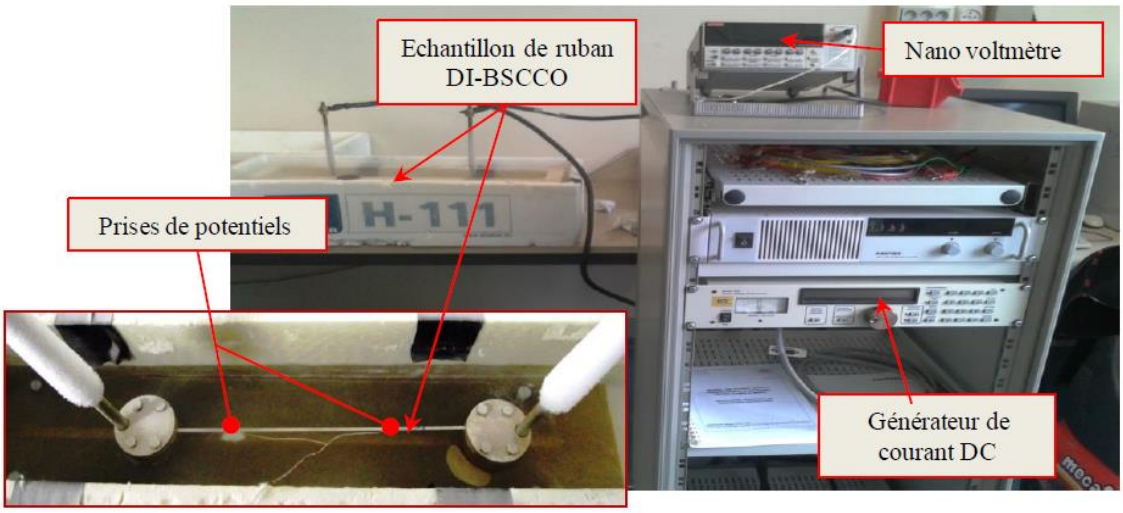


Figure 3-2 Dispositif de mesure de la courbe U(I) d'un ruban supraconducteur [Bel14].

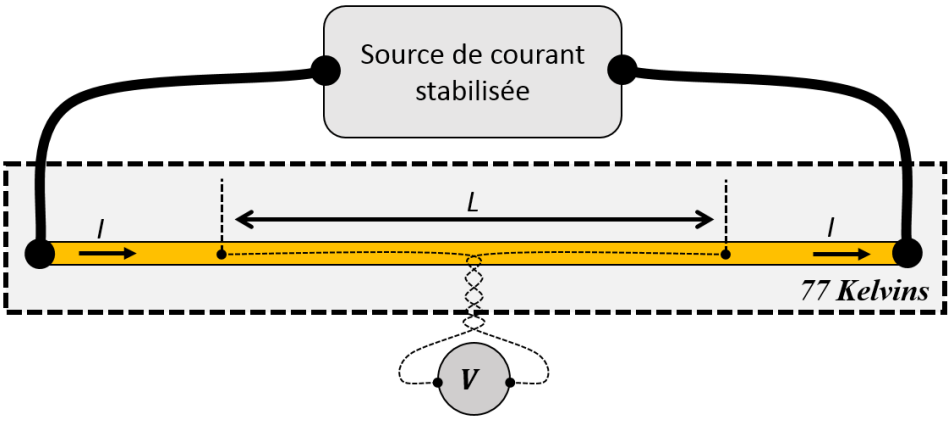


Figure 3-3 Méthode de mesure de la caractéristique $E(J_s)$ du ruban supraconducteur.

Il est important d'éloigner suffisamment les prises de potentiels et les amenées de courant (environ 10 cm) pour éviter de mesurer une composante de tension résistive issue de la diffusion du courant dans la matrice en argent. De plus, il est préférable de torsader les fils de mesure de la tension pour diminuer la pollution issue de l'environnement électromagnétique.

Une fois que nous avons mesuré la caractéristique $V(I)$ aux bornes du ruban et en faisant l'hypothèse que la densité de courant et le champ électrique sont homogènes dans le ruban, nous pouvons calculer le champ électrique E et la densité de courant J_s en posant :

$$E = \frac{V}{L} \quad ; \quad J_s = \frac{I}{S_{ruban}} \qquad 3\text{-}2$$

Avec L la longueur entre les deux prises de potentiel et S_{ruban} la section active du conducteur.

La différenciation est faite entre la densité de courant J_s ramenée à la section active totale du ruban appelé « densité de courant ingénieure » (calculée ci-dessus) et la densité de courant ramenée aux brins supraconducteurs composant le fil muli filamentaire appelée « densité de courant supra ».

Finalement, la Figure 3-4 représente la caractéristique $E(J_s)$ mesurée et approximée par la loi en puissance. Les paramètres du modèle de la loi en puissance ($J_c = 184\ A/mm^2$ et $n = 18$) ont été obtenus en interpolant les données issues des mesures expérimentales.

La densité de courant critique (J_c) est atteinte lorsque le champ électrique dans le ruban vaut E_c. Cela correspond à un rapport E/E_c égal à 1.

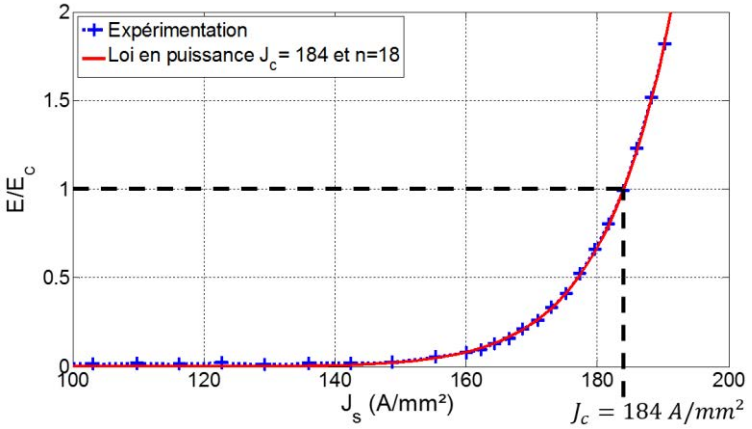


Figure 3-4 Courbes $E(J_s)$, expérimentale et approximée par la loi en puissance, du ruban à 77K.

Le courant critique de ce ruban est enfin obtenu en posant $I_c = J_c \times S_{ruban} = 189.8\ A$. Notons que le fabricant du ruban [Glo] donne un courant critique de 190 A, ce qui confirme la validité de la mesure effectuée.

Bien évidemment, cette valeur de courant critique est valable uniquement dans les conditions suivantes : un ruban déroulé, sous champ propre et à une température de $77\ K$. En dehors de ces conditions d'utilisation, le courant critique varie fortement et d'une manière non linéaire en fonction du champ magnétique appliqué, de la température et des contraintes mécaniques.

3.2.2 I_c en fonction de la température et du champ magnétique

La Figure 3-5 présente la variation du courant critique en fonction de la température et du champ magnétique appliqué [Glo]. Le courant critique (I_c) est comparé au courant critique à 77K sous champ propre $(I_c(77K, B = 0T))$, donné par le fabricant à $190\ A$.

Nous constatons que la dégradation des performances du ruban supraconducteur est anisotrope en fonction du champ magnétique. Un champ magnétique appliqué suivant la largeur du ruban appelé champ perpendiculaire $(B_\perp)$ aura un plus grand impact sur la dégradation des performances que le champ magnétique parallèle $(B_\parallel)$.

Concernant les variations dues à la température, le BSCCO possède une température critique (T_c) de $110K$. En dessous de cette valeur, le matériau entre dans un état dit supraconducteur. Si l'on diminue encore la température, le courant critique augmente et la dégradation par application d'un champ magnétique sur le ruban diminue.

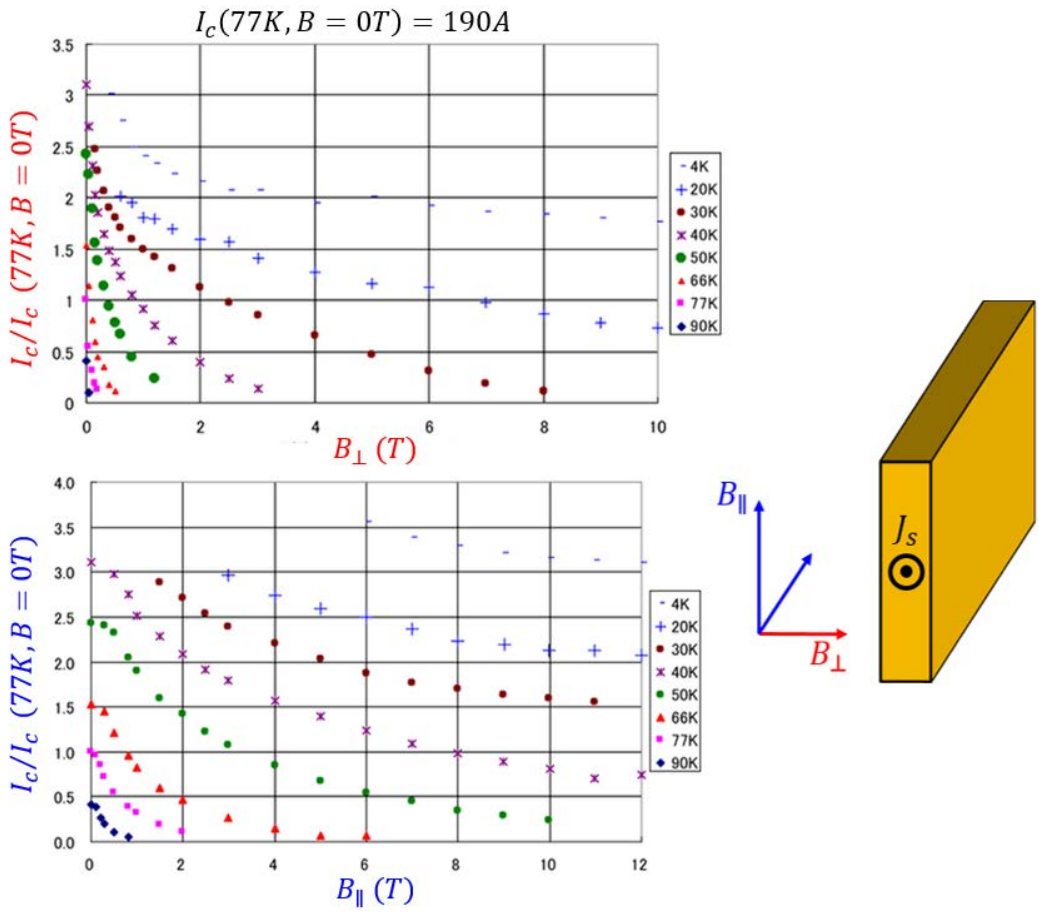


Figure 3-5 I_c en fonction du champ magnétique et de la température [Glo].

Par exemple, quand le champ appliqué externe est inexistant, on constate pour une diminution de la température d'un facteur d'environ 2 ($77\ K$ à $30K$), une augmentation du courant critique d'un facteur supérieur à 3 (de $190\ A$ à plus de $608\ A$).

Dans le cas d'application de type machine électrique, les inductions rencontrées dans l'entrefer sont de l'ordre de 2 à 3 T). Dans cette zone, pour éviter une baisse trop excessive des performances, il est nécessaire de refroidir le fil à des températures inférieures à $30\ K$. En effet, pour un champ magnétique appliqué perpendiculairement sur le ruban de $2\ T$, le fait d'abaisser la température de $40\ K$ à $30\ K$ (soit 25 %), permet d'obtenir un courant critique de $228\ A$ au lieu de $76\ A$.

3.2.3 I_c en fonction des pressions mécaniques

Les performances du ruban supraconducteur se dégradent également lors de l'application de contraintes mécaniques. De nombreux travaux ont été menés pour évaluer la résistance mécanique des fils supraconducteurs [Aya08, Aya09, Kik08, Mat08, Sun11].

La Figure 3-7 présente la dégradation du courant critique en fonction d'une contrainte de traction exercée sur le ruban. Ces tests ont été menés par [Aya09] à une température de 77K sur le ruban BSCCO de type H_i présenté Figure 3-1, mais également sur deux autres rubans (Figure 3-6) possédants des renforts mécaniques:

- Type $HT - SS$: renforcé avec $20\ \mu m$ d'acier inoxydable pour les applications forts champs. L'inox permet d'améliorer la robustesse du ruban face aux forces de Lorentz.
- Type $HT - CA$: renforcé avec $50\ \mu m$ d'alliage de cuivre, pour les applications de transport de courant. Le ruban transformé en câble doit être robuste pour accepter de grandes longueurs et posséder une bonne conductivité thermique, car le dispositif de refroidissement cryogénique est implanté dans des sous-stations qui peuvent être éloignées de plusieurs centaines de mètres.

Figure 3-6 Ruban de type HT renforcé mécanique.

Ces renforcements améliorent également le rayon minimal de courbure du ruban, qui passe de $35\ mm$ dans le cas de notre ruban type H_i (Figure 3-1) à $30\ mm$.

On constate que la dégradation due à la contrainte de traction est brutale, elle se situe pour un ruban de type H aux abords de $130\ MPa$, ce qui correspond à une force de *80 N*.

Le renforcement du ruban permet d'éloigner cette pression critique à des valeurs de $250\ MPa$ pour le ruban type $HT - CA$ et $270\ MPa$ pour le ruban type $HT - SS$, soit une augmentation de la résistance mécanique de $200\ \%$.

Lors de la conception d'un actionneur supraconducteur, il est nécessaire de prendre en compte ces contraintes en veillant à ce que les tensions appliquées sur le ruban lors du bobinage n'excèdent pas la valeur de la pression critique.

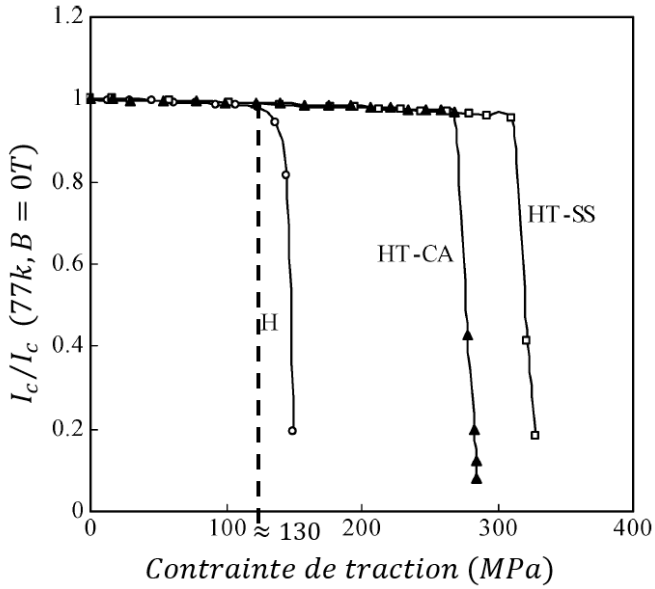


Figure 3-7 Dégradation du courant critique en fonction de la contrainte de traction.

L'utilisation des rubans supraconducteurs pour réaliser des bobines de champ nécessite également de prendre en compte les efforts de pression appliquée sur le ruban issus des forces de Lorentz.

L'auteur [Mat08] a évalué à travers une expérimentation, la pression maximale autorisée par une bobine supraconductrice sans impacter ses performances. Pour cela, il a réalisé une bobine double couche comportant 10 spires sur chaque couche autour d'un noyau amagnétique en G10 (rayon de $130\ mm$) (Figure 3-8).

Une jauge de contrainte a été placée sur une spire et permet par la mesure d'une variation de résistance électrique de déduire la déformation du fil (allongement en %). La pression sur le ruban est calculée directement par la relation de la force de Lorentz qui est proportionnelle au courant d'alimentation de la bobine supraconductrice. Les tests ont été menés à une température de $4{,}2\ K$ (hélium liquide) avec un champ magnétique externe appliqué parallèlement à la bobine de $14\ T$.

La Figure 3-8 présente les résultats expérimentaux. On constate qu'à partir d'une valeur de pression magnétique sur le ruban d'environ $270\ MPa$, le capteur de pression relève une discontinuité des contraintes d'allongement du ruban. Ceci est dû à une dégradation de la bobine issue des forces magnétiques.

Ainsi, lors de la conception de bobines de champ, il est nécessaire de calculer la pression magnétique maximale subie par le ruban et veiller à ce qu'elle ne dépasse pas par sécurité une valeur de $200\ MPa$.

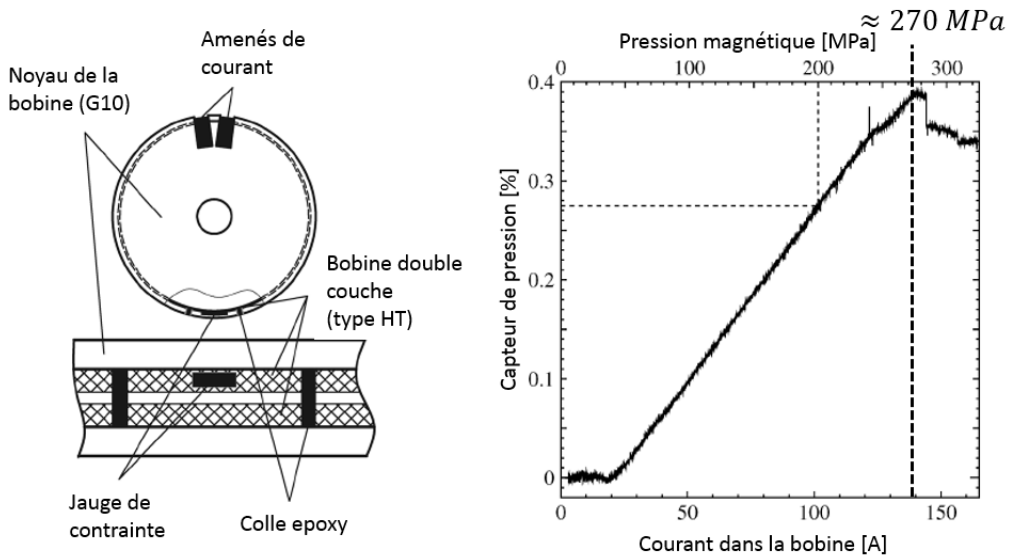


Figure 3-8 Mesure de la pression maximale acceptée par un ruban bobiné.

3.3 Courant de fonctionnement d'un solénoïde

Nous avons mis en évidence dans la partie précédente que le courant critique d'un ruban supraconducteur varie de façon importante en fonction de ses conditions d'utilisation.

Ainsi, la réalisation de bobine à partir d'un ruban supraconducteur va également induire une baisse des performances du ruban.

Ces dégradations peuvent être d'origine mécanique, si l'on ne porte pas de soin particulier au bobinage (non-respect des rayons de courbure minimum ou de la pression critique sur le ruban) et, dans la majorité des cas, d'ordre magnétique.

Les champs magnétiques dégradant les performances de la bobine ont pour origine :

- le champ magnétique produit par la bobine elle-même, appelé « champ propre »,
- les sources de champ magnétique à proximité (aimants ou bobines) et son environnement magnétique (présence de fer ou de matériau diamagnétique).

Lors de la conception d'un inducteur supraconducteur, il est important de prendre en compte la dégradation des performances du ruban.

Pour cela, dans la suite du chapitre, nous présentons deux techniques permettant de calculer le courant de fonctionnement, noté $\boldsymbol{I_M}$, d'une bobine supraconductrice :

- Point de fonctionnement magnétique : droite de charge
- Critère à champ électrique maximal

Nous faisons l'hypothèse que la température de la bobine est fixe et homogène et que les contraintes mécaniques résultant du bobinage, n'altèrent pas les performances de la bobine.

3.3.1 Point de fonctionnement magnétique : droite de charge

Comme son nom l'indique, cette méthode s'applique uniquement dans le cas où il existe une relation proportionnelle entre le courant et le champ magnétique au sein de la bobine supraconductrice (absence de source de champ magnétique extérieure, source extérieure très faible comparée au champ propre et fer non saturé) [Asn90, Kur04, Tix07a].

Dans cette méthode, on parlera d'un point de fonctionnement magnétique ne faisant intervenir que la caractéristique $I_c(B)$ du ruban supraconducteur qui respecte le critère du champ électrique critique E_c. La droite de charge représentant le courant en fonction du champ magnétique maximal appliqué localement sur la bobine est comparée aux courbes $I_c(B_\perp, B_\parallel)$. L'intersection entre les courbes représente le courant de fonctionnement de la bobine supraconductrice (I_M).

La Figure 3-9 illustre cette méthode dans le cas d'un solénoïde sous champ propre dans l'air. Les deux droites en pointillés représentent le champ magnétique perpendiculaire et parallèle maximales appliqué localement dans la bobine. Elles sont comparées aux courbes $I_c(B_\perp, B_\parallel)$ à $77K$.

Dans cet exemple, la dégradation la plus prononcée résulte du champ magnétique perpendiculaire qui limite le courant de fonctionnement à $47A$.

L'avantage de cette méthode réside dans la rapidité de calcul. En effet, l'obtention de la droite de charge nécessite de connaitre uniquement un point de fonctionnement de la bobine.

Cette méthode possède néanmoins des limites d'utilisation. En effet, le calcul prend en compte uniquement la dégradation issue d'une composante du champ magnétique (perpendiculaire ou parallèle au ruban).

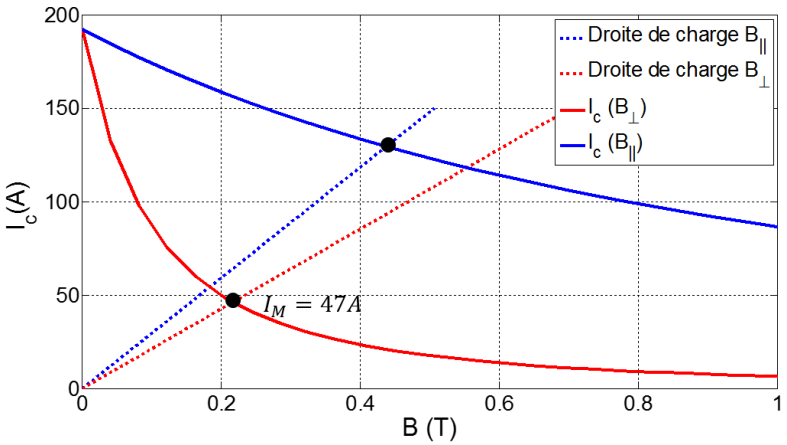


Figure 3-9 Calcul de I_M : comparaison entre les droites de charge et les courbes $I_c(B_\perp, B_\parallel)$ d'un ruban BSCCO à $77K$.

En présence d'une source de champ magnétique extérieur ou de matériau non linéaire, le champ magnétique maximal localement peut changer de position en fonction du courant d'alimentation ou de la position de la source extérieure. Au lieu de « droite de charge », on parlera alors de « courbe de charge » dont le tracé nécessite plusieurs calculs pour différentes valeurs du courant dans la bobine. C'est d'ailleurs cette dernière situation que l'on retrouve dans le cas d'un accouplement ou d'un moteur supraconducteur comme étudié dans cette thèse.

3.3.2 Critère à champ électrique maximal

Le calcul de I_M par la méthode de la droite (ou de la courbe) de charge ne fait intervenir que le courant critique en fonction du champ appliqué sur le ruban HTc. On peut aller plus loin dans l'analyse et considérer l'indice n de la loi en puissance (3-1). On introduit alors la loi de comportement de Kim-Anderson qui représente le mieux la dépendance de I_c et de n vis-à-vis du champ magnétique appliquée sur le ruban HTc [Ber08, Kim62, Tix07b, Zha03].

Dans la loi en puissance (3-1), les paramètres $J_c\,(B_\parallel, B_\perp)$ et $n\,(B_\parallel, B_\perp)$, sont approximés par les relations suivantes dites de « Kim-Anderson » :

$$J_c\,(B_\parallel, B_\perp) = \frac{J_{c0}}{\left(1 + \frac{\sqrt{{k_a}^2\, B_\parallel^2 + B_\perp^2}}{B_0}\right)^\beta} \quad ; \quad n\,(B_\parallel, B_\perp) = \frac{n_0}{1 + \frac{\sqrt{{k_a}^2 {B_\parallel}^2 + {B_\perp}^2}}{B_{n0}}} \qquad 3\text{-}3$$

Avec,

J_{c0} : Constante égale la densité de courant critique sous champ nul (*A/mm²)*
B_0 : Constante caractérisant le matériau (*Tesla*)
β : Coefficient caractérisant la dépendance vis-à-vis du champ magnétique
n_0 : Constante représentant la valeur de *n* sous champ nul
B_{n0} : Constante caractérisant la dépendance du n vis-à-vis de *B* (*Tesla*)
k_a : Facteur d'anisotropie.

Les coefficients du modèle ont été obtenus en interpolant des mesures réalisées au sein du laboratoire GREEN.

Le Tableau 9 donne les paramètres de la loi de comportement de KIM-ANDERSON pour des températures de $77K$ et $30K$ d'un ruban BSCCO de type H_i (Tableau 8).

À partir du champ magnétique appliqué localement dans la bobine, on détermine donc les paramètres $\mathrm{J_c}\,(\mathrm{B_\parallel}, \mathrm{B_\perp})$ et $\mathrm{n}\,(\mathrm{B_\parallel}, \mathrm{B_\perp})$ par le biais de la loi de KIM-ANDERSON (3-3).

Ensuite, la loi en puissance (3-1), nous permet de déterminer localement le champ électrique (E). Bien évidemment, la structure multi-filamentaire du ruban BSCCO complique la localisation exacte du

matériau supraconducteur. On admettra donc que le point à champ électrique maximal se trouve bien dans le matériau supraconducteur, ce qui constitue le cas le plus défavorable dans le calcul de I_M.

Pour protéger la bobine supraconductrice, nous imposons alors un critère limitant le champ électrique maximal au sein de la bobine supraconductrice.

Ainsi, le courant de fonctionnement sera atteint quand le champ électrique maximal dans la bobine sera égal à E_c, soit $\max(E/E_c) = 1$. Le champ électrique critique est fixé arbitrairement à $E_c = 1\ \mu V/cm$.

Cette condition s'écrit de la manière suivante :

$$max(E(I_M)) = E_c \qquad 3\text{-}4$$

Pour obtenir ce courant, il est nécessaire de calculer localement le champ électrique E en fonction du courant d'alimentation. Cette méthode de calcul de I_M nécessite alors plusieurs itérations.

Tableau 9 Paramètres de la loi de comportement de KIM-ANDERSON du ruban BSCCO de type H_i (Tableau 8).

	Paramètre	Description	Unité	77K	30K
J_c	J_{c0}	Densité de courant sous champ extérieur nul	*A/mm²*	184	500
	B_0	Constante caractérisant le matériau	*T*	0,175	0,75
	β	Coefficient caractérisant la dépendance en fonction du champ magnétique du matériau	-	1,765	0,8
	k_a	Facteur d'anisotropie	-	0,1	0,1
n	n_0	Constante représentant la valeur de l'exposant *n* sous champ extérieur nul	-	23	46
	B_{n0}	Constante caractérisant la dépendance n par rapport à *B*	*T*	0,061	2
	k_a	Facteur d'anisotropie	-	0,1	0,1

3.4 Réalisations et caractérisations de bobines

Dans cette partie, nous présentons la réalisation des bobines supraconductrices composant l'inducteur d'un prototype à échelle réduite présenté dans le chapitre 5.

Ces bobines seront par la suite caractérisées pour vérifier leur bon fonctionnement à $77\ K$. Actuellement, les fils en YBCO sont disponibles en petite longueur, inférieure à 300 mètres. Par ailleurs, la réalisation des bobines avec ces conducteurs est un problème technique qui n'est pas encore parfaitement maîtrisé. Notre choix s'est donc porté sur des fils en BSCCO industriellement mûr pour la réalisation d'application.

3.4.1 Réalisation des bobines supraconductrices

Les bobines sont fabriquées à partir du ruban BSCCO de type H_i présenté dans le Tableau 8.

Pour des raisons de conception du prototype qui seront précisées dans le chapitre 5, les bobines supraconductrices composant l'inducteur seront de forme ronde « pancake ». Ces bobines sont disposées de part et d'autre de l'inducteur du prototype de la machine comme illustré sur la Figure 3-10.

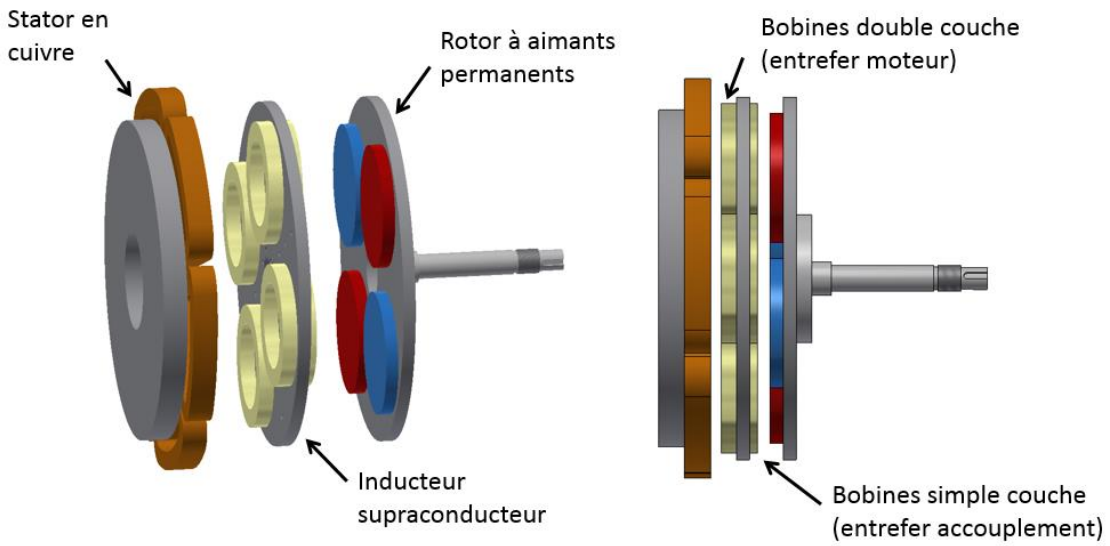


Figure 3-10 Dessin en 3D du prototype réalisé dans le chapitre 5.

Deux configurations de bobines sont réalisées:

- 4 bobines possédant une couche de ruban supraconducteur, qu'on appellera $s1, s2, s3$ et $s4$. Ces bobines sont composées d'une couche de ruban supraconducteur et seront disposées dans l'entrefer de l'accouplement (face aux aimants permanents).
- 4 bobines avec deux couches de ruban supraconducteur, qu'on nommera $d1, d2, d3$ et $d4$. Ces bobines comportent deux couches de ruban supraconducteur (double pancake) et seront disposées dans l'entrefer du moteur (face au stator en cuivre).

Les dimensions des huit bobines sont données sur le Tableau 10.

Tableau 10 Dimensions des bobines supraconductrices réalisées.

Description	Unité	Valeur
Diamètre externe	*mm*	100
Diamètre interne	*mm*	70
Épaisseur / couche	*mm*	5
Nombre de spires / couche	-	60
Longueur de ruban / couche	*m*	16

Le noyau des bobines est en Inox de perméabilité relative $\mu_r = 1$. Une table à bobiner, présentée sur la Figure 3-11, est utilisée pour réaliser les bobines.

Lors du bobinage, chaque spire est imprégnée d'une résine bi-composant de type Araldite® pour résister aux températures cryogéniques ($77K$ dans notre cas) et rigidifier la bobine.

La Figure 3-12 montre deux photographies représentant deux bobines simple et double couche après imprégnation.

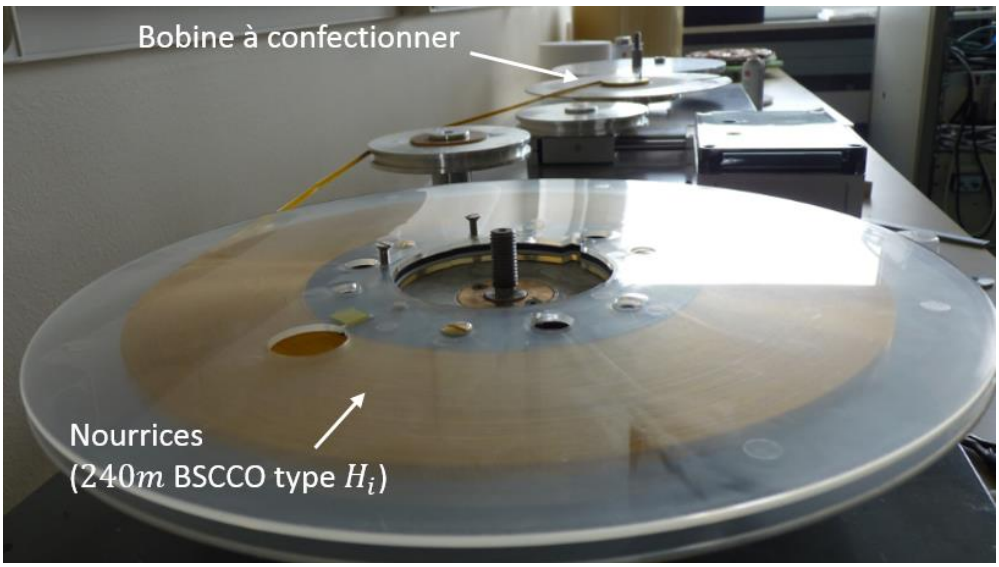


Figure 3-11 Table à bobiner utilisée pour la confection des bobines.

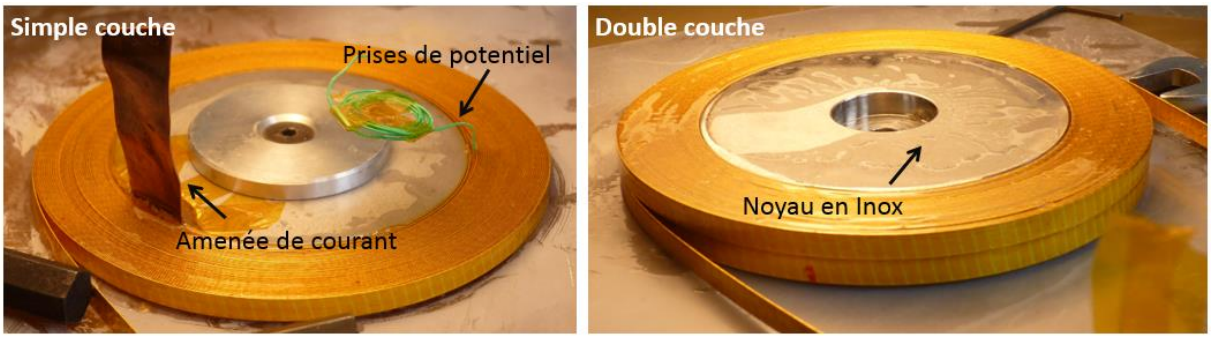


Figure 3-12 Bobines simple et double couche après imprégnation.

Pour alimenter les bobines simples couches, une amenée de courant en cuivre a été soudée au niveau de son rayon intérieur.

Pour faciliter les connexions entre bobines dans l'entrefer de 5 mm côté moteur, les bobines doubles couches ont été conçues de telle manière à avoir les deux amenées de courant au niveau de leur rayon extérieur. Ce type de bobinage est complexe à mettre en œuvre et demande beaucoup de patience compte tenu de la fragilité du ruban supraconducteur.

3.4.2 Caractéristiques électriques

La caractérisation électrique des bobines supraconductrices permet de vérifier leur bon fonctionnement. Pour ce faire, nous mesurons la caractéristique $U(I)$ aux bornes des bobines refroidies à $77K$ dans un bain d'azote liquide.

Les Figure 3-13 et Figure 3-14 présentent respectivement une photographie du banc de mesure et un schéma illustrant les connexions électriques. La bobine est alimentée par une source de courant stabilisée et la tension aux bornes de la bobine est mesurée avec un nanovoltmètre.

Les prises de potentiel sont éloignées d'une distance d'environ $10\ cm$ par rapport aux amenées de courant, afin d'éviter de mesurer une composante résistive issue de la diffusion du courant dans la matrice d'argent. De plus, les fils de mesure de la tension sont torsadés pour diminuer la pollution sur la mesure induite par l'environnement électromagnétique.

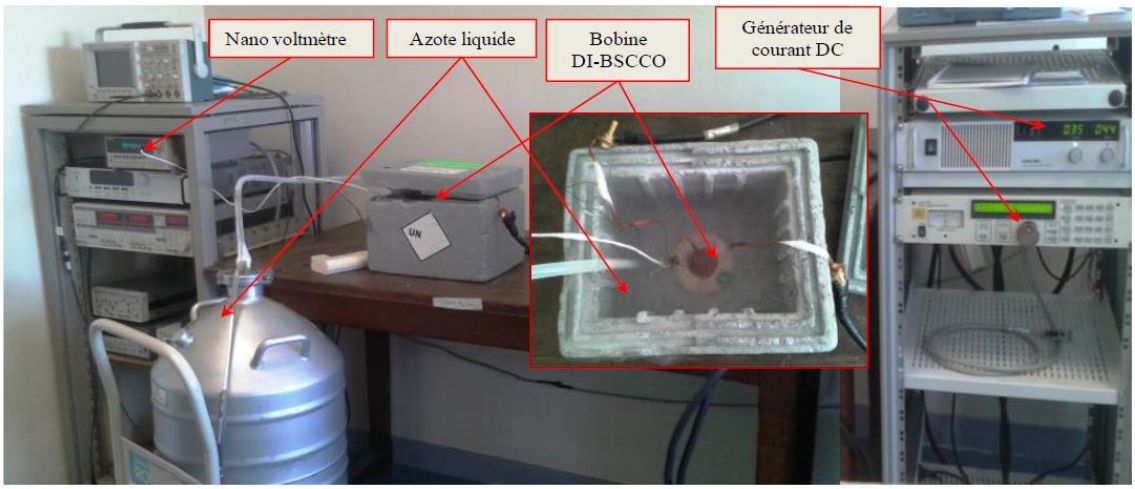


Figure 3-13 Dispositif de mesure de la courbe U(I) d'une bobine supraconductrice [Bel14].

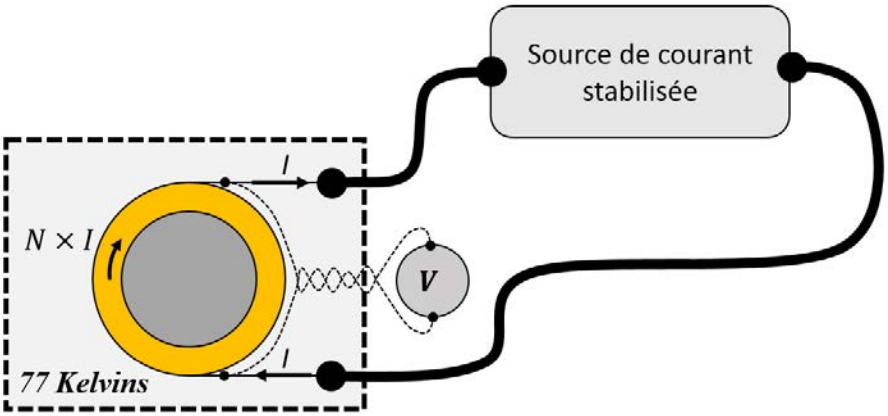


Figure 3-14 Protocole de mesure de la caractéristique $U(I)$ de chaque bobine.

Avant de procéder aux mesures, il faut calculer numériquement le courant de fonctionnement (I_M) des bobines supraconductrices. Pour ce faire, nous allons employer les deux méthodes présentées précédemment :

- Point de fonctionnement : droite de charge
- Critère à champ électrique maximal exprimé par l'équation (3-4).

♦ *Point de fonctionnement : droite de charge*

La Figure 3-15 présente le résultat du calcul du courant de fonctionnement des bobines par la méthode de la droite de charge. Les composantes des champs magnétiques perpendiculaire et parallèle au ruban composant les bobines, notées $B_\perp$ et $B_{||}$, sont calculées par éléments finis (problème 2D axisymétrique).

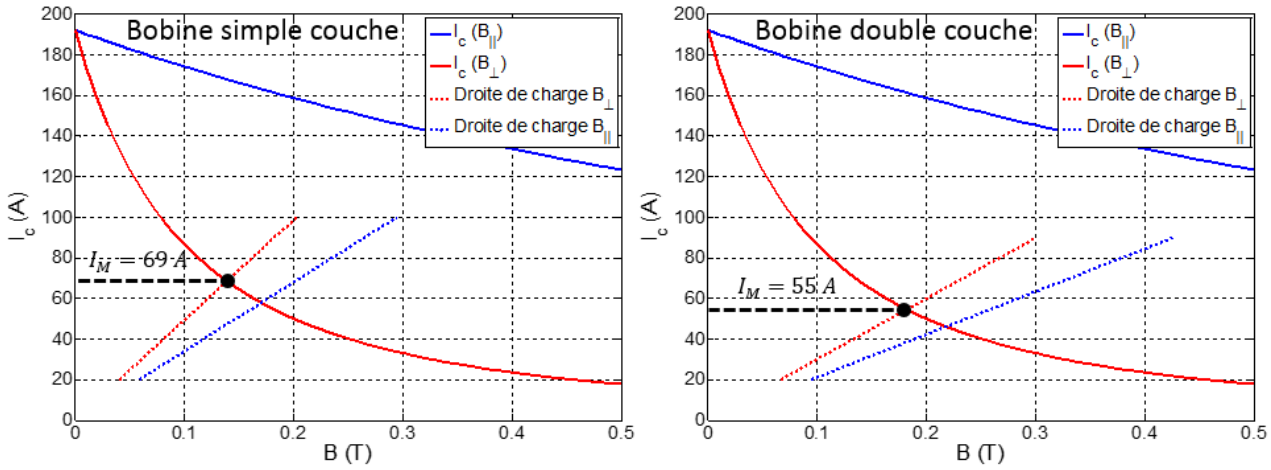


Figure 3-15 Courant du fonctionnement des bobines supraconductrices (I_M) par la droite de charge, (a) bobine simple couche, (b) bobine double couche.

Les courbes $I_c(B_\perp, B_\parallel)$ ont été relevées à une température de 77 K.

La composante perpendiculaire du champ magnétique limite dans ces deux cas d'étude le courant de fonctionnement I_M à 69 A pour la bobine simple couche et 55 A pour la bobine double couche.

Bien évidemment, le courant de fonctionnement est plus faible dans le cas de la bobine double couche, car le champ sur fil est plus important.

♦ *Critère à champ électrique maximal*

La Figure 3-16 présente le résultat du calcul du courant de fonctionnement des bobines respectant localement le critère à champ électrique maximal. Pour ce faire, nous avons calculé par éléments finis le champ électrique maximal dans la bobine, noté $max(E/E_c)$, en fonction du courant d'alimentation (I).

Le champ électrique local a été calculé par éléments finis de la manière suivante :

- Calcul en 2D axisymétrique pour déterminer la distribution du champ magnétique créé par le courant traversant la bobine. Une densité de courant homogène est considérée sur la section active de la bobine.
- Calcul de $J_c\ (B_{\parallel}, B_{\perp})$ et $n\ (B_{\parallel}, B_{\perp})$ par la loi de comportement de KIM-ANDERSON (3-3).
- Calcul du champ électrique localement dans la bobine par la loi en puissance (3-1).
- On trace la courbe donnant le champ électrique maximal en fonction du courant d'alimentation.

D'après le critère (3-4), nous obtenons un courant de fonctionnement de $72\ A$ pour une bobine simple couche et de $57{,}5\ A$ pour une double couche.

Nous constatons que les deux méthodes utilisées pour déterminer le courant de fonctionnement des bobines mènent pratiquement aux mêmes résultats. Néanmoins, la méthode de la droite de charge se révèle être la plus simple à mettre en œuvre dans ce cas d'étude (absence de non linéarité des matériaux et de source extérieure).

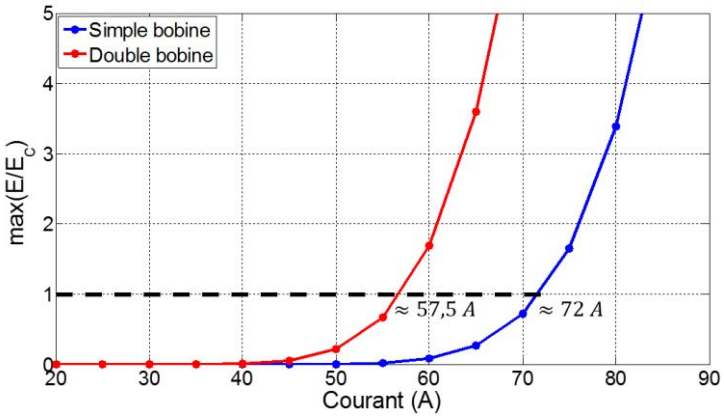


Figure 3-16 Calcul du courant de fonctionnement de la bobine I_M par le critère sur le champ électrique maximal.

Pour les tests, nous limiterons le courant d'alimentation à $130\ \%$ du courant de fonctionnement calculé précédemment, soit $95\ A$ pour les bobines simples couches et $75\ A$ pour les bobines doubles couches.

- ♦ *Mesures expérimentales* $U(I)$

La Figure 3-17 donne les caractéristiques $U(I)$ mesurées expérimentalement sur chaque bobine. On note que ces courbes sont pratiquement identiques ce qui témoigne de la bonne qualité de fabrication des bobines supraconductrices.

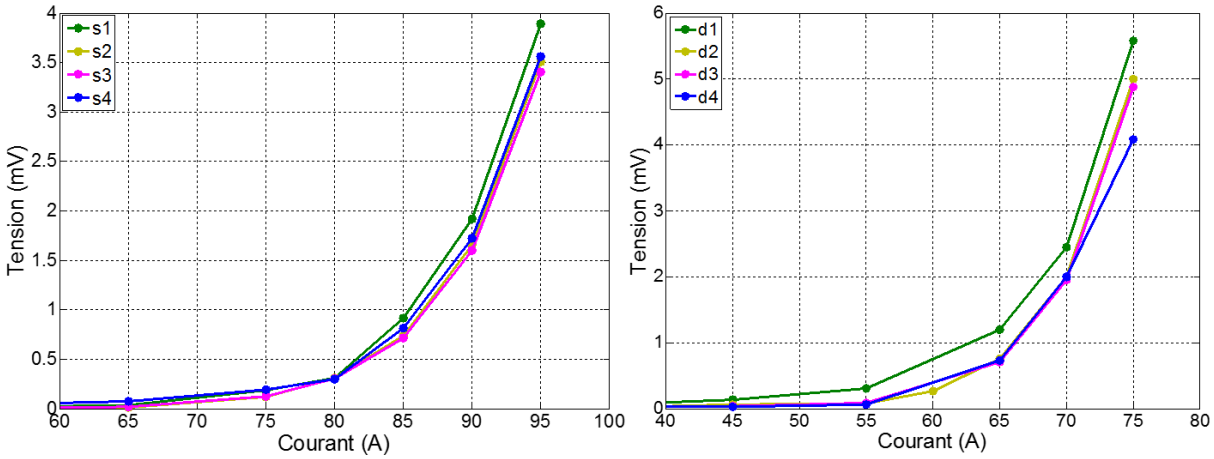


Figure 3-17 Caractéristiques mesurées $U(I)$ aux bornes des bobines supraconductrices.

3.5 Courant de fonctionnement de l'inducteur supraconducteur

- *Calcul du courant de fonctionnement I_M*

Nous comparons ici les courants de fonctionnement I_M obtenus avec le modèle analytique 3D (géométrie linéarisée) et une modélisation par éléments finis de la topologie cylindrique réelle.

Ces calculs sont menés sur un accouplement supraconducteur (Figure 3-18) déjà utilisé pour valider notre modèle analytique présenté dans le chapitre 2. Les caractéristiques de cet accouplement sont rappelées dans le Tableau 11

Il s'agit d'un accouplement supraconducteur de 1 mètre de diamètre muni de 8 bobines supraconductrices. Les calculs qui suivent ont été effectués pour les températures de 77 Kelvins et de 30 Kelvins en prenant en compte les coefficients de la loi de comportement de Kim-Anderson donnés dans Tableau 9.

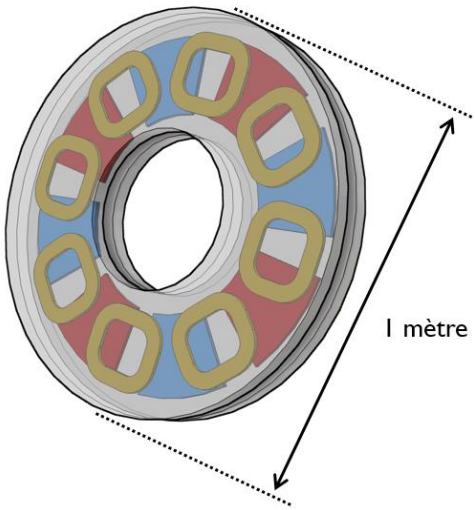


Figure 3-18 Accouplement magnétique supraconducteur étudié.

Tableau 11 Paramètres géométrique et caractéristique électromagnétique de l'accouplement.

Paramètre	Description	Unité	Valeur
$\boldsymbol{R_{ext}}$	Rayon externe culasse magnétique	*mm*	500
$\boldsymbol{R_{int}}$	Rayon interne culasse magnétique	*mm*	200
$\boldsymbol{e}$	Épaisseur de l'entrefer	*mm*	20
$\boldsymbol{p}$	Nombre de paires de pôles	-	4
$\boldsymbol{2\ lax}$	Longueur de l'aimant suivant l'axe x	*mm*	200
$\boldsymbol{2\ lay}$	Longueur de l'aimant suivant l'axe y	*mm*	200
$\boldsymbol{ha}$	Épaisseur de l'aimant	*mm*	10
$\boldsymbol{B_r}$	Induction rémanente de l'aimant	*T*	1,2
$\boldsymbol{2\ lbx_{int}}$	Longueur interne de la bobine suivant l'axe x	*mm*	140
$\boldsymbol{2\ lbx_{ext}}$	Longueur externe de la bobine suivant l'axe x	*mm*	220
$\boldsymbol{2\ lby_{int}}$	Longueur interne de la bobine suivant l'axe y	*mm*	120
$\boldsymbol{2\ lby_{ext}}$	Longueur externe de la bobine suivant l'axe y	*mm*	200
$\boldsymbol{hb_s}$	Épaisseur de la bobine	*mm*	10

La Figure 3-19 présente les résultats du calcul du courant de fonctionnement des bobines supraconductrices I_M dans la position à vide de l'accouplement ($\varphi = 0$) en utilisant le critère à champ électrique maximal ($\max\left(\frac{E}{E_c}\right) = 1$). On constate que les résultats du modèle analytique sont relativement proches de ceux par éléments finis.

En respectant le critère $\max\left(\frac{E}{E_c}\right) = 1$ dans les bobines de l'inducteur, nous obtenons un courant de fonctionne I_M, de $33\ A$ à $77K$ et de $193\ A$ à $30K$ (calculé numériquement). Ainsi, en diminuant la température d'un facteur deux, nous augmentons les performances de l'accouplement de près de $600\ \%$.

L'écart entre les calculs analytique et numérique de I_M est quasi nul à $77K$ et de l'ordre de $1{,}1\%$ à $30K$. Le modèle analytique 3D permet donc une bonne évaluation du courant de fonctionnement.

Nous pouvons également effectuer le calcul du courant de fonctionnement I_M en comparant les courbes $I_c(B_\perp, B_\parallel)$ et la courbe de charge magnétique des bobines supraconductrices.

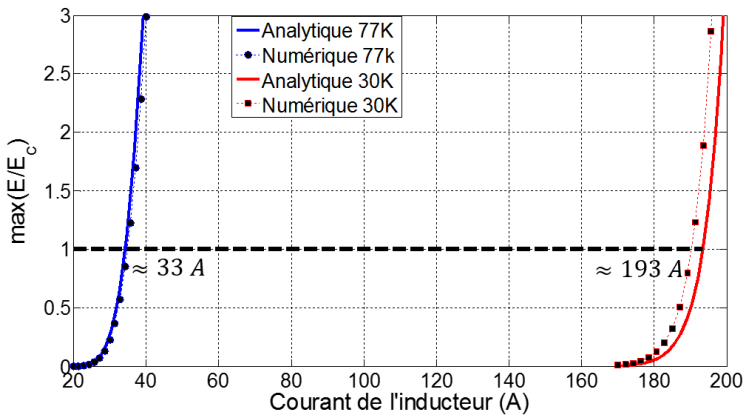


Figure 3-19 Courant de fonctionnement des bobines supraconductrices par le critère sur le champ électrique maximal à $77K$ et $30K$ pour une position à vide.

Cette méthode est présentée sur la Figure 3-20 pour une température de 77 K et pour une position à vide de l'accouplement.

Dans ce cas d'étude (présence de sources de champ magnétique extérieures), la courbe de charge n'est plus assimilable à une droite, ce qui nécessite plusieurs itérations. Cela est dû au changement de position du point à champ magnétique maximal appliqué sur le ruban.

Le critère à champ électrique maximal (Figure 3-19) devient alors par sa précision (prise en compte des deux composantes du champ magnétique), la méthode la plus efficace pour l'étude de ce type de système complexe. Son utilisation sera ainsi privilégiée dans la suite du manuscrit.

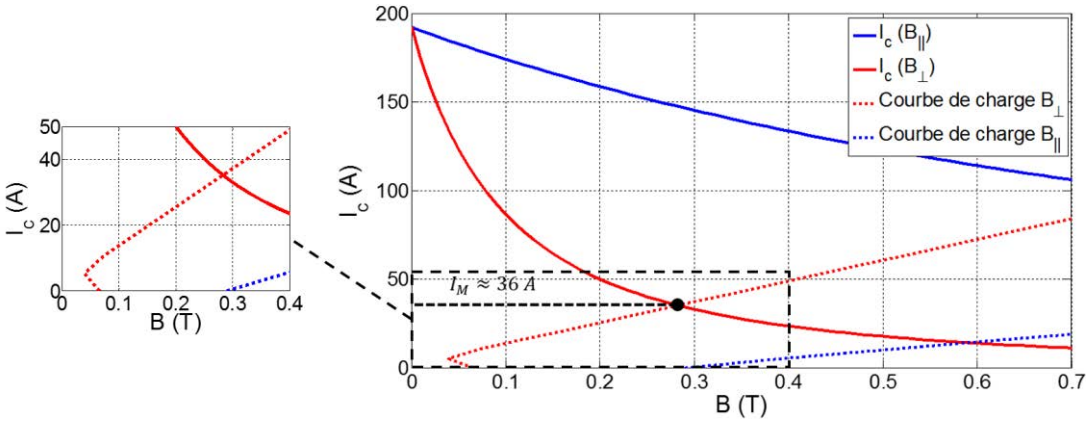


Figure 3-20 Courant de fonctionnement des bobines supraconductrices par la méthode de la courbe de charge à 77 K pour une position à vide.

- *Concentration des pertes dans la bobine*

Il est également intéressant de regarder plus en détail où les pertes sont concentrées au sein de la bobine.

La Figure 3-21 représente le champ électrique E/E_c sur plusieurs coupes d'une bobine composant l'inducteur à vide pour $I = I_M = 33\ A$ à $77K$.

Nous pouvons observer que les pertes dans la bobine se concentrent au niveau de la surface en contact avec l'entrefer. Plus précisément, sur les conducteurs actifs (conducteurs orientés suivant *r*).

La culasse ferromagnétique quant à elle, protège le ruban supraconducteur contre le champ perpendiculaire, ce qui permet de réduire localement les pertes.

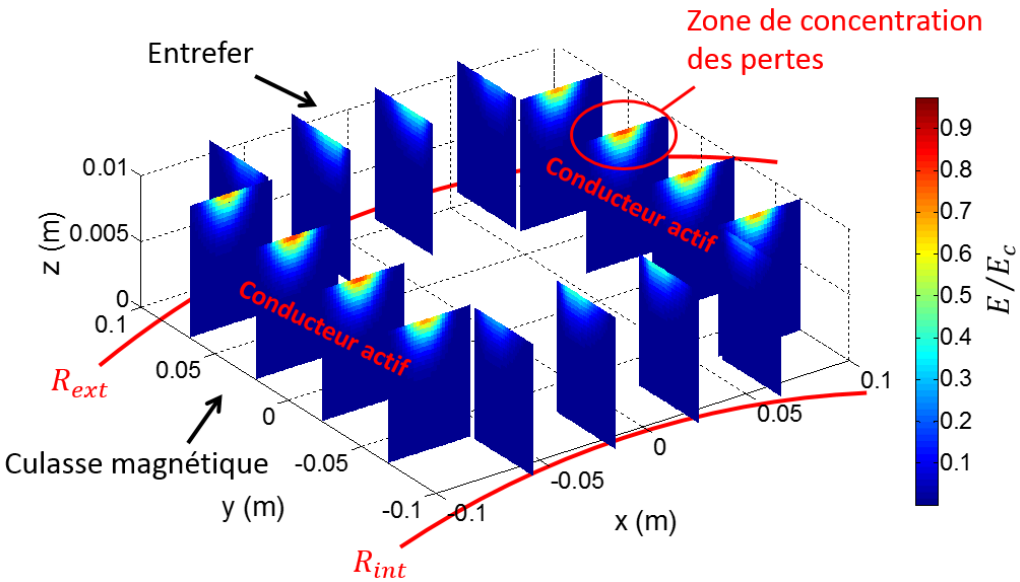


Figure 3-21 Zone de concentration des pertes dans la bobine à vide ($I = 33A$ à $77K$).

- *Influence de l'angle interne φ sur le calcul de I_M*

L'inducteur supraconducteur est soumis à un champ magnétique extérieur qui est produit par le stator en cuivre dans le cas du moteur ou par le rotor à aimants dans le cas d'un accouplement.

Ce champ appliqué sur fil change en fonction de la position relative (angle interne φ) de l'inducteur par rapport au stator et au rotor à aimants.

De plus, chaque bobine de l'inducteur est aussi soumise au champ magnétique créé par les bobines voisines qui est fixe.

Il est alors important de calculer le courant de fonctionnement dans le cas le plus défavorable.

La Figure 3-22 représente plusieurs calculs de I_M en fonction de l'angle interne pour des températures de $77K$ et $30K$. La constante I_{M0} représente le courant de fonctionnement à vide ($\varphi = 0$), soit $I_{M0} = 33\ A$ à $77K$ et de $193\ A$ à $30K$.

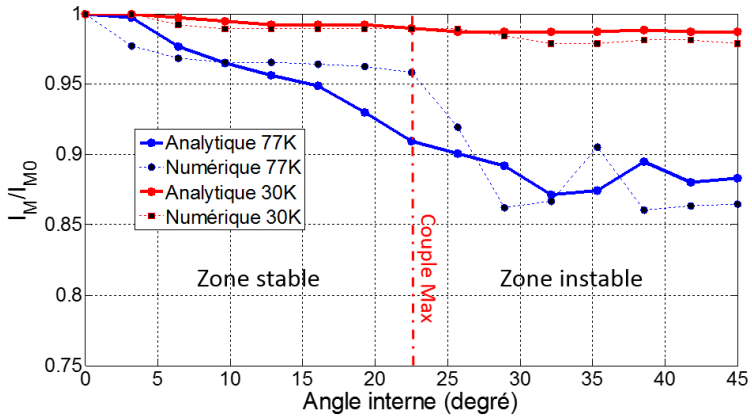


Figure 3-22 I_M en fonction de l'angle interne (φ).

L'influence du rotor à aimants est très faible à $77K$ et presque inexistante à $30K$.

Cependant, dans un fonctionnement normal de l'accouplement, la position à couple maximal reste le cas le plus défavorable. Il est alors préférable de calculer le courant de fonctionnement I_M de l'inducteur dans cette position ($\varphi = {}^{\pi}/_{2\,p}$).

3.6 Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre que les supraconducteurs ont un comportement fortement non linéaire vis-à-vis de certaines contraintes d'utilisations. La définition du courant critique permet d'évaluer la dégradation des performances, en termes de courant de transport sur un ruban BSCCO, en fonction du champ magnétique, de la température et des contraintes mécaniques appliquées.

Ensuite, nous avons expliqué comment prendre en compte ses dégradations dans le calcul du courant de fonctionnement de bobines supraconductrices. Deux méthodes ont été présentées : la méthode de la droite de charge et le critère à champ électrique maximal.

Nous avons également présenté la réalisation des bobines supraconductrices qui serviront dans la suite des travaux à réaliser un prototype de moteur-accouplement supraconducteur (chapitre 5). Deux types de bobines ont été réalisés : des bobines simples couches et des bobines doubles couches. Les caractérisations expérimentales de ces bobines à l'azote liquide nous ont permis de vérifier leur bon fonctionnement et témoignent de la qualité de fabrication.

Finalement, dans le but de développer un outil de dimensionnement complet d'un moteur supraconducteur et de son accouplement, nous avons intégré la méthode de calcul du courant de fonctionnement au modèle analytique de magnétostatique développé dans le chapitre 2. La comparaison avec un calcul numérique a montré que le modèle analytique peut prédire le courant de fonctionnement avec une très bonne précision. De plus, nous avons montré que les échauffements localement dans les bobines se concentraient dans les zones proches de l'entrefer pour une position à couple maximal.

Le modèle analytique développé permet donc un calcul précis de champ magnétique tout en prenant en compte les contraintes liées au courant de fonctionnement des parties supraconductrices. Nous avons donc utilisé cet outil rapide et précis dans le cadre d'un dimensionnement optimal d'un moteur et de son accouplement supraconducteur intégré. Ces travaux font l'objet du chapitre suivant

Chapitre 4 Dimensionnement d’une machine 5 MW - 100 tr/min

4.1 Introduction 97

4.2 Méthode de dimensionnement 97

4.3 Algorithme génétique 99

4.3.1 Principes 99

4.3.2 Objectifs et variables 100

4.3.3 Les contraintes 103

4.3.3.1 Rayon de courbure critique du ruban supraconducteur 104

4.3.3.2 Saturation des culasses ferromagnétiques 104

4.3.3.3 Démagnétisation des aimants permanents (Accouplement) 105

4.3.3.4 Force électromotrice induite au stator (Moteur) 106

4.3.4 Processus d'optimisation 107

4.4 Dimensionnement du moteur 108

4.4.1 Résultats de l'optimisation 108

4.4.2 Validation par les éléments finis 111

4.5 Dimensionnement de l'accouplement 116

4.6 Discussions 119

4.7 Conclusion 120

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous nous intéressons au dimensionnement du moteur supraconducteur et de son accouplement magnétique intégré en utilisant les outils de modélisation développés dans les chapitres 2 et 3.

La DGA (Direction Générale à l'Armement) nous a demandé de dimensionner une machine $5\ MW - 100\ tr/min$ rencontrée habituellement dans des applications de propulsion marine.

Dans un premier temps, nous expliquerons les étapes de dimensionnement de l'ensemble moteur-accouplement, où nous préciserons les choix technologiques concernant le refroidissement et les matériaux supraconducteurs.

Ensuite, nous détaillerons la méthode d'optimisation utilisée en s'intéressant à l'algorithme génétique multiobjectif NSGA-II. Nous préciserons les différents objectifs du dimensionnement, les variables utilisées ainsi que les contraintes à respecter. La validation et le raffinement du dimensionnement se fera par éléments finis en utilisant le logiciel COMSOL MULTIPHYSICS®. Finalement, les performances de la machine optimisée seront comparées à celles des machines conventionnelles existantes.

4.2 Méthode de dimensionnement

Le but de l'optimisation est de chercher la configuration géométrique de la machine permettant d'obtenir les meilleures performances en termes de couple volumique ($kN.m/m^3$) tout en limitant les coûts économiques. Nous cherchons ainsi à réduire l'utilisation des supraconducteurs en limitant au maximum la longueur de ruban utilisée.

Nous faisons le choix d'un refroidissement des matériaux supraconducteurs à 30 kelvins par une boucle de circulation d'hélium gazeux ou de gaz néon. Cette technologie a déjà fait ses preuves dans de nombreux prototypes de machines supraconductrices possédant des puissances supérieures à 100 kW [Ben11, Gam11, Nic02, Ume10]. La circulation de gaz permet l'extraction des calories au plus près des parties à refroidir, ce qui permet une distribution de température homogène dans les bobinages supraconducteurs. Cependant, sa mise en place nécessite l'emploi de nombreux organes très spécifiques : accouplement tournant hélium gaz et joint ferrofluide.

Nous choisissons le même ruban BSCCO utilisé dans le chapitre 3. Les coefficients de la loi de comportement de KIM-ANDERSON pour ce ruban à 30 K sont obtenus par approximation de données fournies par le constructeur [Glo] et sont référencés dans le Tableau 9. L'alimentation de l'inducteur supraconducteur tournant nécessite l'emploi d'un système bagues-balais.mtr

Le dimensionnement de l'ensemble comportant un moteur et une transmission magnétique de couple se fait en deux étapes :

Premièrement, nous allons chercher les dimensions du moteur respectant le cahier des charges : $5MW - 100\ tr/min$, soit un couple nominal égal à $479\ kN.m$. Cependant, le dimensionnement sera effectué pour un couple maximal cible $\Gamma_{max} = 625\ kN.m$ (30% supérieur au couple nominal) pour permettre, par exemple, des surcharges mécaniques transitoires.

Une fois que les dimensions du moteur sont connues, nous passons au dimensionnement de l'accouplement en cherchant les paramètres géométriques permettant de transmettre la totalité du couple moteur vers la charge.

Les parties supraconductrices du moteur et de l'accouplement partagent le même dispositif de refroidissement (cryostat et boucle de froid). Ainsi, pour adapter au mieux l'accouplement au moteur, nous fixons le rayon extérieur de l'accouplement (R_{ext}) identique à celui du moteur. De plus, nous avons choisi le même nombre de paires de pôles et le même rayon interne (p et R_{int}) pour les bobines HTc côté moteur et accouplement. Bien sûr, d'autres choix peuvent être faits, mais cela nécessite une étude plus approfondie que nous n'avons pas menée dans le cadre de ce travail.

Les bobinages supraconducteurs côté moteur et accouplement partagent la même culasse ferromagnétique. Ces bobines peuvent être alimentées pour créer des champs magnétiques de mêmes sens ou de sens opposés, comme le montrent les tracés des lignes de champ (au niveau du rayon moyen sous une paire de pôles) de la Figure 4-1. La figure (a) représente le cas d'une alimentation en opposition entre l'inducteur du moteur et de l'accouplement et le cas (b) représente une alimentation respectant le même sens.

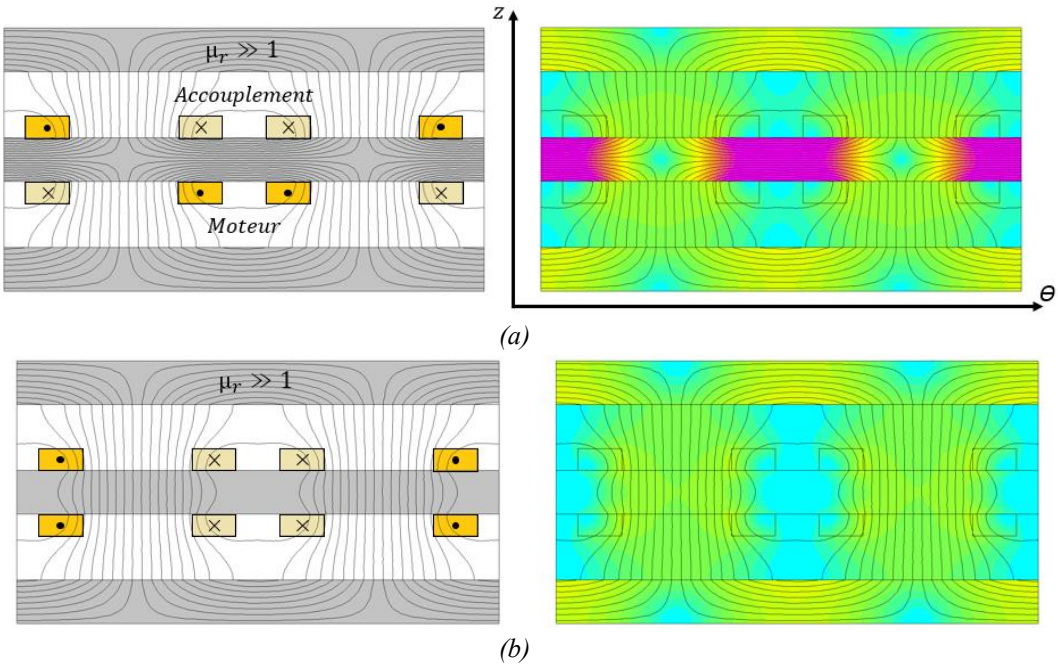


Figure 4-1 Méthode d'alimentation du moteur et de l'accouplement (a) en opposition et (b) sens identiques.

On constate que les amplitudes de champ magnétique dans l'entrefer sont identiques dans les deux cas. Cependant, dans le cas (a), une concentration importante de champ magnétique est localisée dans la culasse de l'inducteur. Ceci engendre une forte saturation ce qui nécessite une épaisseur de culasse plus importante. C'est la configuration (b) qui est retenue pour la suite de cet exposé.

Finalement, après avoir dimensionné le moteur et l'accouplement supraconducteurs, nous validerons les résultats obtenus par éléments finis. Nous serons attentifs aux phénomènes non pris en compte lors de la modélisation analytique tels que la saturation des parties ferromagnétiques et la structure cylindrique de l'actionneur négligée par l'hypothèse de linéarisation.

4.3 Algorithme génétique

4.3.1 Principes

Les algorithmes génétiques permettent de trouver les solutions approchées à un problème d'optimisation fortement non linéaire [Deb02, Ren03]. Ils sont basés sur les principes de la génétique et plus particulièrement sur les travaux de Darwin consacrés à l'évolution par sélection naturelle.

La Figure 4-2 illustre les grandes étapes qui composent l'algorithme génétique. Chaque étape est décrite ci-dessous :

① L'algorithme définit un point de départ composé d'un ensemble (population) de solutions susceptibles du problème (individus). Chaque individu est traduit en langage informatique par un codage binaire (ou en nombres réels) qui représentera son chromosome.

② L'algorithme évalue chaque individu en fonction des objectifs et des contraintes d'optimisation et lui attribue un score.

③ Il s'ensuit une étape de sélection, qui a pour but de conserver les individus répondant le mieux aux objectifs pour la prochaine génération d'individus. Pour cela, on utilise une méthode aléatoire appelée loterie biaisée, où chaque solution possède un pourcentage de chance plus ou moins grande d'être tirée au sort en fonction du score effectué précédemment.

④ À partir de cette sélection, les individus sont croisés deux par deux, par échange partiel de leurs chromosomes pour obtenir la nouvelle génération. On peut également effectuer des mutations qui consistent à modifier un gène du chromosome de façon aléatoire.

⑤ - ⑥ Finalement, la population issue de la 2e génération est elle-même évaluée et donne naissance par le même processus à une nouvelle génération. Ce processus est répété continuellement jusqu'à ce qu'on atteigne un critère d'arrêt (le résultat est satisfaisant ou le nombre total d'itérations a été atteint). Les résultats finaux font apparaitre un front de Pareto qui représente les différentes solutions optimales du problème.

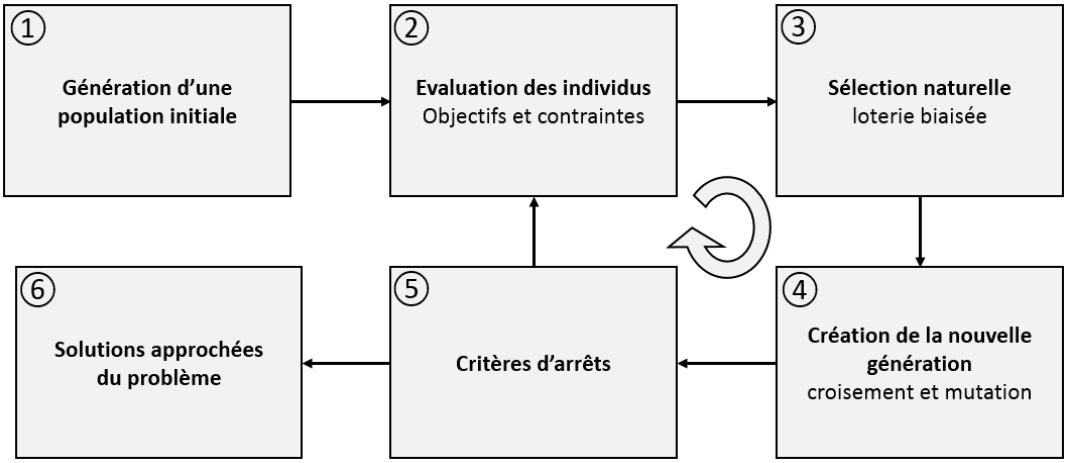


Figure 4-2 Étapes de l'algorithme génétique.

La formulation mathématique d'un problème d'optimisation est posée de la façon suivante :

Fonctions coûts	$F = [f_1(x), f_2(x), \dots, f_n(x)]$	
Objectifs	$min(F)\ ou\ max(F)$	4-1
Vecteur de paramètres	$x = [x_1, x_2, \dots, x_m]$	
Fenêtres de résolution	$x_{min} \leq x \leq x_{max}$	
Contraintes	$\begin{cases} g_i(x) \leq 0 & i = 1, \dots, I \\ k_j(x) = 0 & j = 1, \dots, J \end{cases}$	

Dans la suite du chapitre, nous utilisons un algorithme d'optimisation NSGA-II (Non dominated Sorting Genetic Algorithm II) [Deb02]. C'est un algorithme génétique multiobjectif très utilisé dans la conception d'actionneurs électriques [Bel14, Bes08, Jam11].

4.3.2 Objectifs et variables

- *Fonctions coûts et objectifs*

On désire trouver la machine possédant la meilleure compacité, c'est-à-dire, avec le plus grand rapport couple/volume tout en limitant la longueur de ruban supraconducteur.

Le problème d'optimisation possède ainsi trois objectifs : la maximisation du couple électromagnétique, la minimisation du volume utile de la machine (4-2) en prenant en compte les épaisseurs des culasses ferromagnétiques (h_{cul}) et la minimisation de la longueur de ruban utilisée dans le système (L_{supra}) définie par l'équation (4-3).

Accouplement $V_A = {R_{ext}}^2\, \pi \times (hb_s + h_a + 2\, h_{cul})$ 4-2

Moteur $V_M = {R_{ext}}^2\, \pi \times (hb_s + hb_c + 2\, h_{cul})$

$$L_{supra} = \left(lbx_{ext} + lbx_{int} + lby_{ext} + lby_{int}\right) 4\, p\, \alpha_4 \qquad 4\text{-}3$$

Avec α_4 étant le nombre de couches de ruban supraconducteur par bobine.

Le dimensionnement magnétique des culasses ferromagnétiques nécessite de connaitre la valeur de l'induction magnétique dans le fer. Le modèle analytique ne permet pas l'obtention de ces valeurs, car le fer est modélisé par une perméabilité infinie. La conservation du flux conduit à la relation 4-4 en considérant l'induction dans l'entrefer égale à l'induction dans le fer.

$$h_{cul} = \frac{\pi}{4\, p} \times \frac{{R_{ext}}^2 - {R_{int}}^2}{R_{ext} - R_{int}} = D_x \qquad 4\text{-}4$$

Pour prendre en compte une éventuelle saturation des culasses, nous rajouterons plus tard une contrainte limitant le champ magnétique moyen sur une surface d'un pôle magnétique.

- *Vecteur de paramètres*

Le Tableau 12 rassemble tous les paramètres du modèle analytique 3D illustrés dans les figures : Figure 4-3, Figure 4-4 et Figure 4-5. Les **paramètres en gras** représentent les variables de conception.

Tableau 12 Paramètres du modèle analytique.

Paramètres généraux	Stator	Inducteur	Rotor à aimants permanents
$\boldsymbol{R_{ext}}$ $R_{int} = R_{ext}(1 - \boldsymbol{\alpha_1})$ $\boldsymbol{p}$ $Ouv_p = \frac{\pi}{p}$ $e = 3\ cm$ $\mu_0 = 4\,\pi\, 10^{-7}\ H/m$	$Ep_c = 0{,}6 \times \frac{Ouv_p\, R_{int}}{3}$ $lcy = R_{ext}$ $\boldsymbol{hb_c}$ $J_{cui} = 4\ A/mm^2$	$lbx_{ext} = \boldsymbol{\alpha_2} \frac{Ouv_p\, R_{moy}}{2}$ $lbx_{int} = \boldsymbol{\alpha_3}\, lbx_{ext}$ $lby_{ext} = R_{ext}$ $lby_{int} = lby_{ext} - (lbx_{ext} - lbx_{int})$ $hb_s = \boldsymbol{\alpha_4}\, Ep_{supra}$ *(largeur d'un ruban)* J_s à *calculer*	$lax = \boldsymbol{\alpha_5} \times \frac{Ouv_p\, R_{moy}}{2}$ $lay = R_{ext}$ $\boldsymbol{h_a}$ $B_r = 1{,}2\ T$

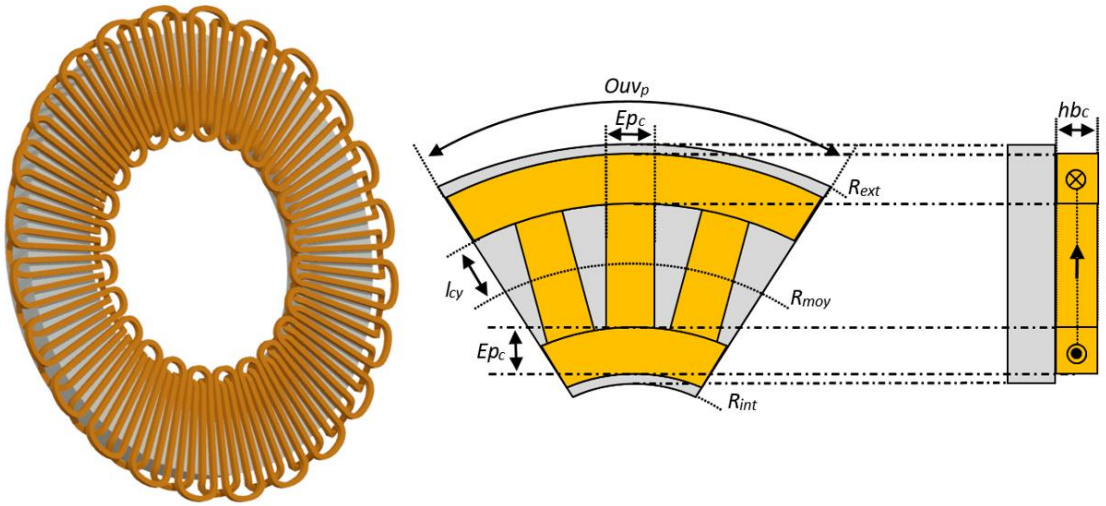


Figure 4-3 Paramètres du stator en cuivre sous un pôle.

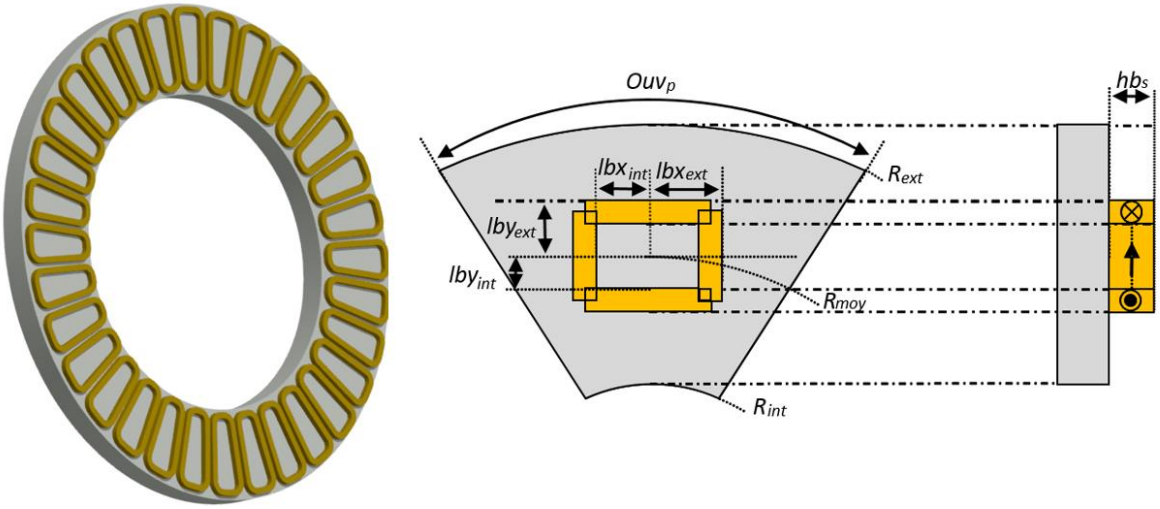


Figure 4-4 Paramètres de l'inducteur supraconducteur sous un pôle.

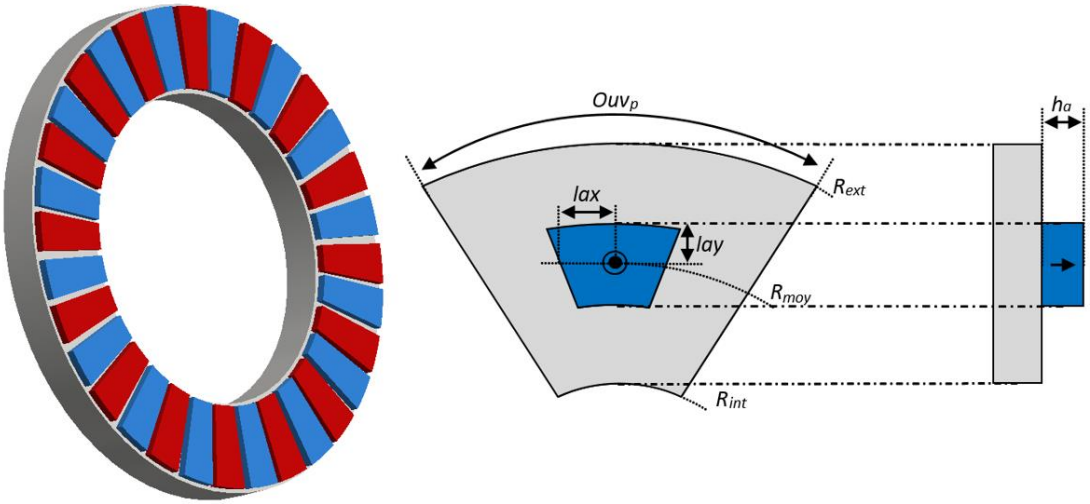


Figure 4-5 Paramètres du rotor à aimants permanents sous un pôle.

Dans le cas d'un accouplement magnétique ou d'un moteur, on définira les vecteurs de paramètres comme suit :

$$x_{moteur} = \begin{bmatrix} R_{ext} \\ \alpha_1 \\ p \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \alpha_4 \\ hb_c \end{bmatrix} \quad x_{accouplement} = \begin{bmatrix} \alpha_3 \\ \alpha_4 \\ \alpha_5 \\ h_a \end{bmatrix} \qquad 4\text{-}5$$

Les variables constituant les vecteurs de paramètres seront bornées par une valeur maximale et minimale qui correspond aux limites de faisabilité (Tableau 13).

Tableau 13 Plage de variation des variables de conception.

Paramètres	Nom de la variable	Plage de variation	Nature
R_{ext}	Rayon externe	$[1-2]$	réel
p	Nombre de paires de pôles	$[6-20]$	entier
α_1	Rayon interne	$[0.1-0.7]$	réel
α_2	Ouverture de la bobine supra	$[0.1-0.9]$	réel
α_3	Largeur de la bobine supra	$[0.1-1]$	réel
α_4	Nombre de couches de ruban	$[1-7]$	entier
α_5	Ouverture de l'aimant	$[0.5-0.9]$	réel
h_a	Épaisseur de l'aimant	$[0.01-0.05]$	réel
hb_c	Épaisseur du stator	$[0.01-0.05]$	réel

4.3.3 Les contraintes

En plus de chercher la configuration du système possédant les meilleures performances en termes de compacité, l'algorithme génétique doit également respecter plusieurs contraintes. Celles-ci sont définies sous forme d'égalité ou d'inégalité et permettent de prendre en compte les éventuelles exigences liées à la réalisation, aux limites magnétiques ou au cahier des charges.

Dans notre cas, il est important de respecter les contraintes liées au rayon de courbure critique du ruban supraconducteur pour ne pas dégrader le courant admissible maximal.

D'un point de vue magnétique, il faut veiller à la non-saturation des culasses ferromagnétiques et à la non-démagnétisation des aimants par application d'un champ inverse créé par l'inducteur supraconducteur.

Finalement, concernant le moteur nous imposerons une contrainte sur la qualité de la force électromotrice induite au stator.

4.3.3.1 Rayon de courbure critique du ruban supraconducteur

Les constructeurs de ruban supraconducteur spécifient un rayon de courbure critique R_c minimal afin de garantir un fonctionnement optimal. Lors de la réalisation des bobines supraconductrices, ce rayon critique imposera les dimensions minimales internes de la bobine.

Le ruban de type BSCCO commercialisé par SUMITOMO ELECTRIC sous le nom de DI-BSSCO type H_i autorise un rayon de courbure minimal de $35\ mm$. Par mesure de précaution, nous rajoutons une marge de sécurité et nous considérons une valeur $R_c = 50\ mm$.

La contrainte à définir dans l'algorithme d'optimisation sera la suivante :

$$\begin{gathered} min(lbx_{int}, lby_{int}) > R_c \\ R_c = 50\ mm \end{gathered} \qquad 4\text{-}6$$

4.3.3.2 Saturation des culasses ferromagnétiques

La modélisation analytique est basée sur une perméabilité infinie du fer qui nous empêche d'obtenir localement l'induction magnétique. Néanmoins, il nous est possible de limiter son induction moyenne au niveau de la frontière fer-air sous la bobine supraconductrice. C'est dans cette partie que les amplitudes de l'induction magnétique seront les plus élevées. De plus, pour prendre en compte le cas le plus défavorable, nous réalisons le calcul avec un angle interne nul ($\varphi = 0$).

On limitera l'induction moyenne à ne pas dépasser à $B_{max} = 1{,}9\ T$. Cette contrainte s'exprimera mathématiquement de la façon suivante :

$$\begin{gathered} \frac{1}{S} \int_{-lbx_{ext}}^{lbx_{ext}} \int_{-lby_{ext}}^{lby_{ext}} B_z\ dx\ dy < B_{max} \\ B_{max} \approx 1{,}9\ T \end{gathered} \qquad 4\text{-}7$$

La Figure 4-6 illustre en rouge la surface d'intégration sous une bobine utilisée dans le calcul de l'induction moyenne (modèle linéarisé au rayon moyen).

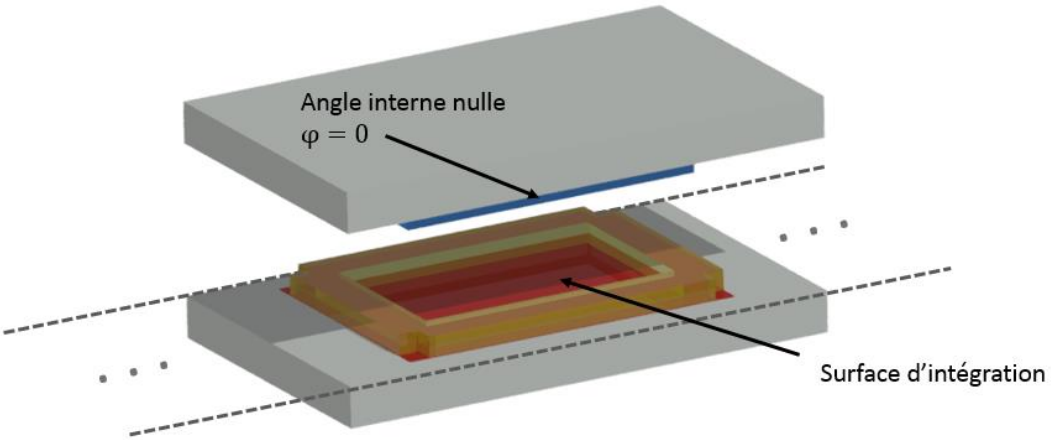


Figure 4-6 Surface d'intégration utilisée pour le calcul de l'induction magnétique moyenne.

4.3.3.3 Démagnétisation des aimants permanents (Accouplement)

Les aimants permanents présents dans l'accouplement magnétique sont disposés en face de bobines supraconductrices. Ils seront ainsi soumis aux grandes amplitudes de champ magnétique créé par l'inducteur supraconducteur, ce qui nécessitera de veiller à leur non-démagnétisation par application d'un champ magnétique inverse.

On constate sur la Figure 4-7 que la démagnétisation irréversible des aimants permanents intervient quand le champ magnétique appliqué localement dépasse la valeur de $-H_{ci}$ appelée champ coercitif intrinsèque, soit une induction inverse égale à $-B_{inv}$.

Néanmoins, le champ coercitif intrinsèque ($-H_{ci}$) est toujours inférieur au champ coercitif ($-H_c$). Dans notre cas, nous supposons que la démagnétisation de l'aimant se produira pour $H = -H_c$, soit $B_{inv} = 0$.

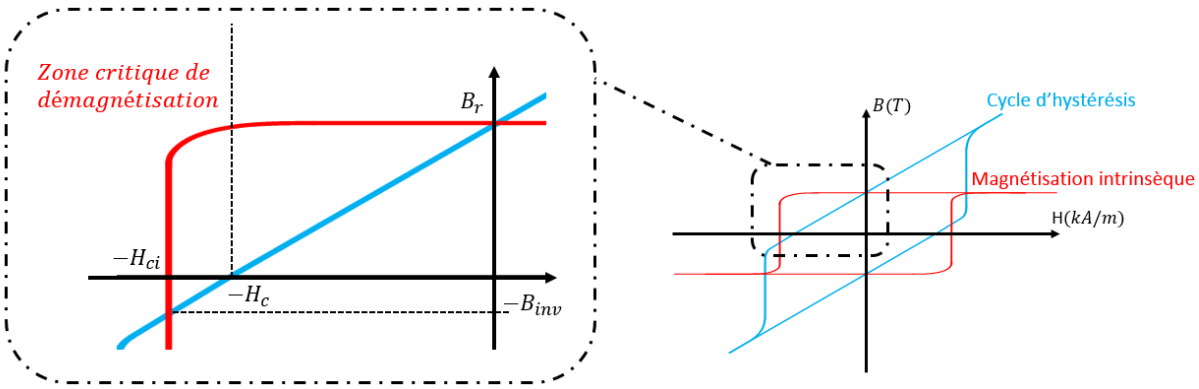


Figure 4-7 Cycle d'hystérésis et cycle de magnétisation des aimants permanents.

On peut ainsi, imposer la contrainte locale suivante au sein de l'aimant permanent:

$$B_z > 0 \; si \; l'aimantation \; est \; orientée \; suivant \; z$$
$$B_z < 0 \; si \; l'aimantation \; est \; orientée \; suivant - z \qquad 4\text{-}8$$

4.3.3.4 Force électromotrice induite au stator (Moteur)

Le calcul de la tension induite au stator (*fem*) permet d'adapter le moteur à la tension d'alimentation en calculant le nombre de spires nécessaires. Par ailleurs, il est important de réduire le contenu harmonique de la *fem* pour les raisons suivantes :

- pollution harmonique,
- couples pulsatoires,
- les champs variables vus par les bobinages HTc engendrent des pertes AC.

Pour imposer à la *fem* une allure la plus sinusoïdale possible, nous imposons une contrainte sur son taux de distorsion harmonique (THD):

$$THD_{f.e.m} < 10\ \% \qquad 4\text{-}9$$

La *fem* est exprimée par la loi de Lenz-Faraday (4-10) comme la variation temporelle du flux magnétique :

$$E_i = -2\,p\,N\,\frac{d\varphi_m}{dt} = -2\,p\,N\,\frac{d\varphi_m}{d\Theta}\Omega \qquad 4\text{-}10$$

Avec $\mathrm{E_i}$ la tension induite aux bornes de la bobine, *N* le nombre de spires en série composant la bobine, Ω la vitesse en rad/s du moteur et φ_m le flux simple traversant la bobine du stator à un instant t.

Une bonne approximation du flux magnétique φ_m est obtenue en intégrant le champ magnétique traversant une bobine du stator au milieu de son épaisseur ($z = hb_s + e + hb_c/2$) par l'expression suivante :

$$\varphi_m = \int_{-Dx}^{Dx}\int_{-lc}^{lc} B_z\;dx\,dy \qquad 4\text{-}11$$

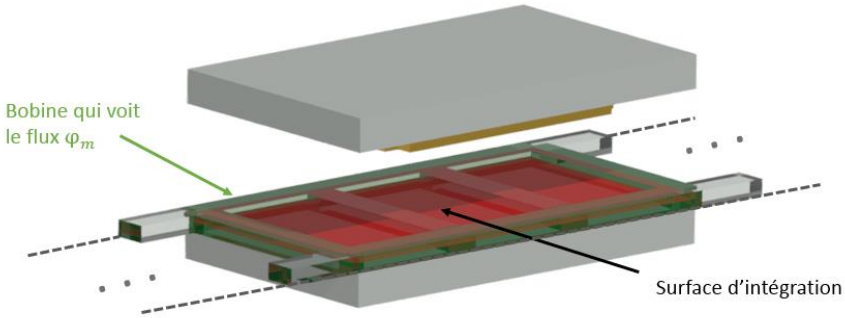


Figure 4-8 Surface d'intégration utilisée pour le calcul du flux magnétique φ_m à travers une bobine du stator.

4.3.4 Processus d'optimisation

La Figure 4-9 présente les différentes étapes nécessaires pour calculer les performances d'une configuration (score d'un individu). Les étapes précisées en orange sont propres à l'accouplement et en bleu au moteur. Les principales étapes sont :

- Définition des variables constituant l'individu.
- Calcul des coefficients de la modélisation analytique 3D.
  Dans le cas de l'accouplement, le problème sera composé d'un rotor à aimant et d'un inducteur supraconducteur. Le moteur sera quant à lui composé d'un stator et d'un inducteur supraconducteur.
- Détermination du courant de fonctionnement des bobinages supraconducteurs qui respecteront le critère local $\max\left({E}/{E_c}\right) = 1$.
- Calcul des différentes valeurs liées aux champs magnétiques (couple, taux de distorsion harmonique de la tension induite au stator, saturation du fer et démagnétisation des aimants).
- Calcul des paramètres liés aux dimensions géométriques (rayon de courbure du ruban supraconducteur, volume extérieur du système et longueur de ruban utilisée).
- Évaluation des performances de l'individu par l'algorithme NSGA-II.

Après un critère d'arrêt qui sera le nombre de générations maximales, l'algorithme génétique nous fournira les différentes solutions qui satisferont notre problème sous la forme d'un graphique comportant suivant chaque axe un objectif à minimiser ou à maximiser.

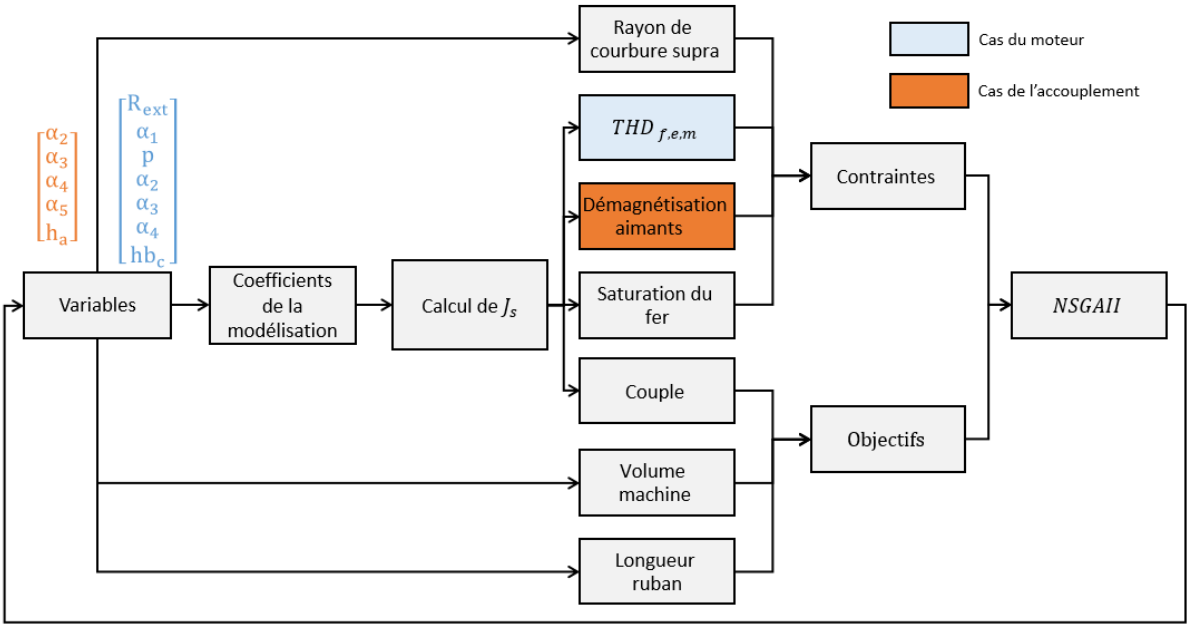


Figure 4-9 Processus global de l'optimisation.

4.4 Dimensionnement du moteur

À partir des résultats obtenus par l'algorithme d'optimisation, il faut choisir la solution offrant le meilleur compromis entre performances (compacité) et coût du supraconducteur (longueur de ruban supraconducteur).

Une validation du dimensionnement par les éléments finis (EF) sera également proposée. Elle permettra de prendre en compte la topologie cylindrique de la machine qui est négligée dans le modèle analytique par l'hypothèse de linéarisation au rayon moyen et de vérifier par l'introduction des propriétés non linéaires du fer l'absence de zones saturées dégradant les performances du système.

4.4.1 Résultats de l'optimisation

La Figure 4-10 présente les résultats de l'optimisation du moteur par l'algorithme génétique NSGA-II de 200 individus après 200 générations. Ces résultats ont été obtenus après 15 heures de calcul ($1{,}35\ s$ par individu). 90% de ce temps de calcul concerne les étapes de post-traitement (calcul de B dans les aimants pour tenir compte de la contrainte de démagnétisation des aimants).

Dans le cas d'une machine $5\ MW - 100\ tr/min$, nous pouvons isoler les résultats compris entre des valeurs de couple allant de $600\ kN.m$ à $700\ kN.m$.

Pour choisir une solution, nous décidons de fixer une longueur maximale de ruban supraconducteur de $50\ km$.

La Figure 4-11 est une vue plus lisible de la figure ci-dessus. Nous constatons que les solutions retenues se trouvent dans la limite haute de la surface regroupant l'ensemble des solutions.

Dans cette zone, nous avons sélectionné une solution. La Figure 4-12 offre une représentation en 3D de ce moteur et ses paramètres sont répertoriés dans le Tableau 14.

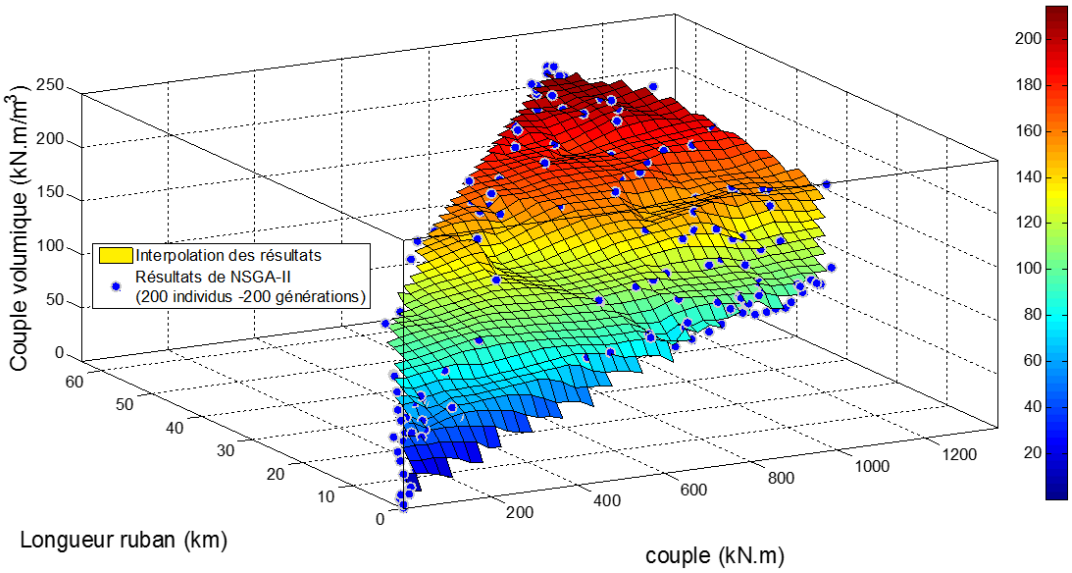


Figure 4-10 Performances des 200 individus après 200 générations.

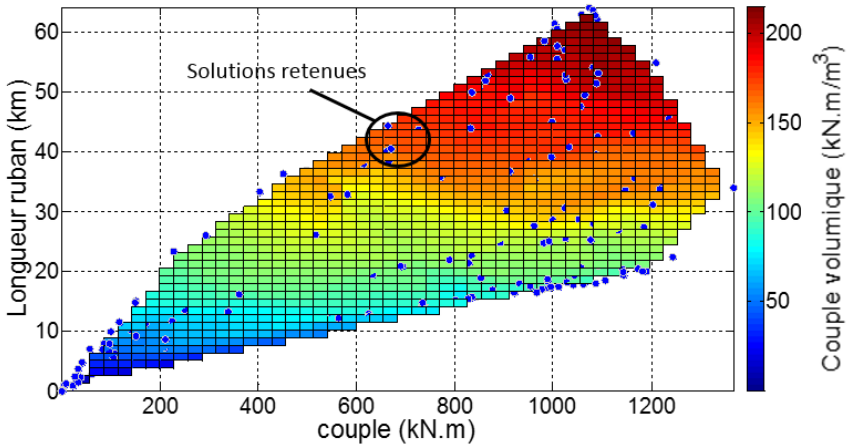


Figure 4-11 Localisation de la solution retenue pour le moteur 5 MW - 100 tr/min.

Tableau 14 Paramètres du moteur 5 MW - 100 tr/min.

		Paramètres	Description	Unité	Valeur
Dimensions	Généraux	R_{ext}	Rayon externe culasse magnétique	*mm*	1768
		R_{int}	Rayon interne culasse magnétique	*mm*	1163
		e	Épaisseur de l'entrefer	*mm*	30
		p	Nombre de paires de pôles	-	16
	Inducteur supra	$2\ lbx_{int}$	Longueur interne de la bobine suivant x	*mm*	84
		$2\ lbx_{ext}$	Longueur externe de la bobine suivant x	*mm*	129
		$2\ lby_{int}$	Longueur interne de la bobine suivant y	*mm*	258
		$2\ lby_{ext}$	Longueur externe de la bobine suivant y	*mm*	302
		hb_s	Épaisseur de la bobine	*mm*	22
	Stator	Ep_c	Largeur des conducteurs actifs et des têtes de bobines	*mm*	46
		$2\ lcy$	Longueur interne des conducteurs actifs	*mm*	726
		hb_c	Épaisseur des bobines du stator	*mm*	48
Contraintes		$min(lbx_{int}, lby_{int})$	Contrainte sur le rayon de courbure ($> 50\ mm$)	*mm*	84
		$B_{moyen}\ dans\ culasse$	Contrainte saturation culasse ($< 1.9\ T$)	*T*	1.83
		$THD_{f.e.m}$	Taux de distorsion de la *fem*	-	4.84
Objectifs		Γ	Couple électromagnétique	*kN.m*	664.6
		V_M	Volume total du moteur	*m³*	3.814
		L_{supra}	Longueur de ruban supraconducteur	*km*	44.32
Autres données		Densité de couple	Densité de couple de la machine (Γ/V_M)	*kN.m/ m³*	174.26
		F_z (vide/charge)	Force axiale entre le stator et l'inducteur	*kN*	3761.8/3191.5
		J_{cui}	Densité de courant dans les bobinages du stator	*A/mm²*	4
		J_s	Densité de courant dans le ruban supraconducteur	*A/mm²*	156.2
		h_{cul}	Épaisseur de la culasse	*mm*	144
		N_s	Nombre de spires par bobine de l'inducteur	*tours*	179
		N_{max}	Nombre d'harmoniques suivant *x*	-	10
		M_{max}	Nombre d'harmoniques suivant *y*	-	20

Ce moteur permet de délivrer un couple électromagnétique de $664.6\ kN.m$ pour un volume utile de $3.814\ m^3$ ce qui donne une densité volumique de couple de $174.26\ kN.m/m^3$. Concernant son encombrement, il possède un diamètre de $3.536\ m$ (hors têtes de bobines statoriques) et une longueur axiale de $39\ cm$.

L'inducteur supraconducteur est composé de $44.32\ km$ de ruban supraconducteur de type *BSCCO* divisé en 32 solénoïdes possédant chacune 5 couches de 179 spires. Le courant de fonctionnement respectant le critère local $max\left({E}/{E_c}\right) = 1$ équivaut à $156.2\ A/mm^2$.

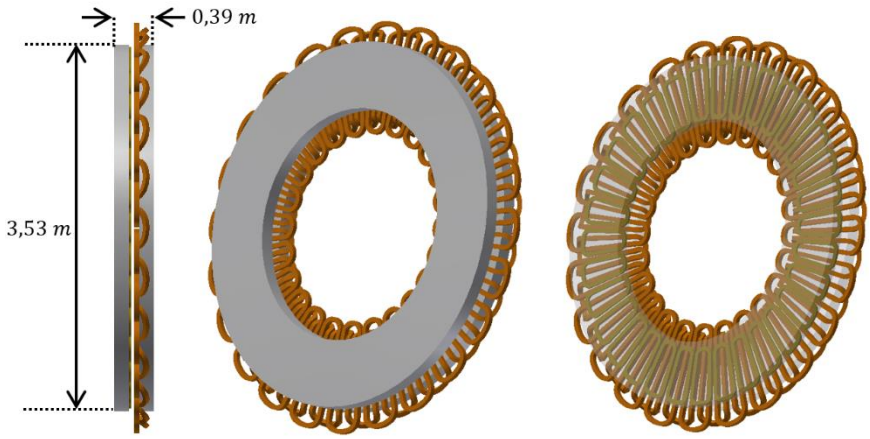


Figure 4-12 Représentation en 3D du moteur 5 MW - 100 tr/min.

4.4.2 Validation par les éléments finis

Le modèle analytique utilisé dans l'algorithme d'optimisation est basé sur de nombreuses hypothèses :

- Linéarisation au rayon moyen du moteur
- Perméabilité infinie des culasses ferromagnétiques
- Culasse de dimension infinie dans le plan (*x,y*)
- Prise en compte très simpliste des têtes de bobines statoriques.

Il est alors nécessaire de valider les résultats du dimensionnement en comparant la solution issue du modèle analytique avec celle d'un modèle par éléments finis (EF) respectant les dimensions et les propriétés magnétiques réelles des matériaux.

Les modèles par EF en 3D nécessitent de grandes puissances de calcul et de longs temps de résolution. Dans notre cas, la prise en compte de la saturation du fer dans la totalité du moteur (16 paires de pôles) s'est avérée impossible compte tenu de la puissance de calcul mise à notre disposition.

Pour pallier ce problème, nous avons développé deux modèles EF représentés sur la Figure 4-14:

- (a) un modèle comprenant l'ensemble de la machine, mais qui considère du fer linéaire
- (b) une modélisation partielle du moteur sous 8 paires de pôles, avec un fer non linéaire. La courbe de saturation utilisée dans le modèle est présentée sur la Figure 4-13.

La modélisation partielle du moteur nous permet de réduire le nombre d'éléments constituant le maillage. Nous pouvons alors affiner le maillage et utiliser moins de ressources de calcul lors de la résolution. Pour éliminer les effets d'extrémité, nous considérons uniquement la solution sous le pôle le plus éloigné des extrémités.

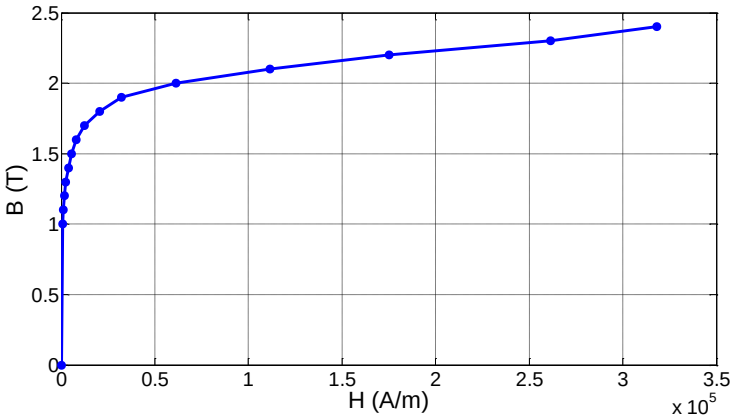


Figure 4-13 Courbe de saturation B-H *des culasses magnétiques.*

Dans la suite de cette partie, nous allons comparer le modèle analytique et les modèles EF sur les résultats suivants :

- le champ magnétique dans l'entrefer,
- le couple électromagnétique et la force axiale,
- la *fem*,
- le courant de fonctionnement de l'inducteur supraconducteur.

Le modèle EF nous permettra également d'obtenir les ondulations de couple qui sont impossibles à obtenir par le biais du modèle analytique (la modélisation des densités de courant du stator par des séries de Fourier ne peut permet pas de varier le courant).

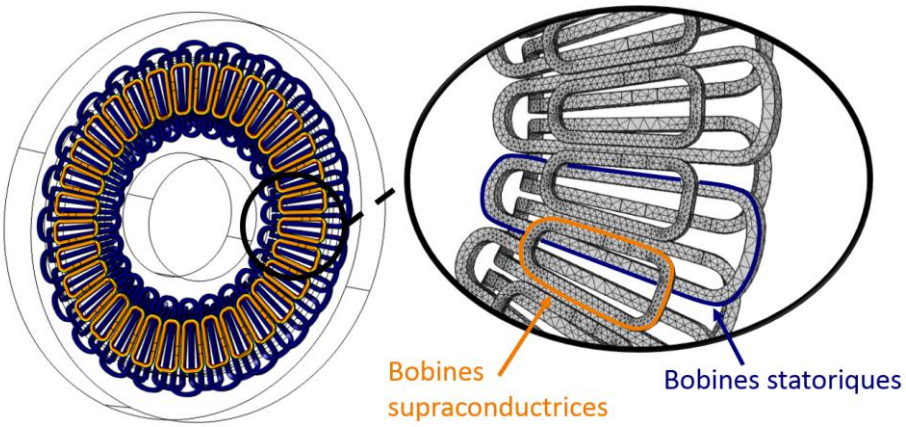
♦ *Induction magnétique dans l'entrefer*

La Figure 4-15 représente l'induction magnétique B_z et B_x au milieu de l'entrefer, au niveau rayon moyen ($r = R_{moy}$), sous une paire de pôles du moteur dans la position à couple maximal ($\varphi = 5{,}625°$).

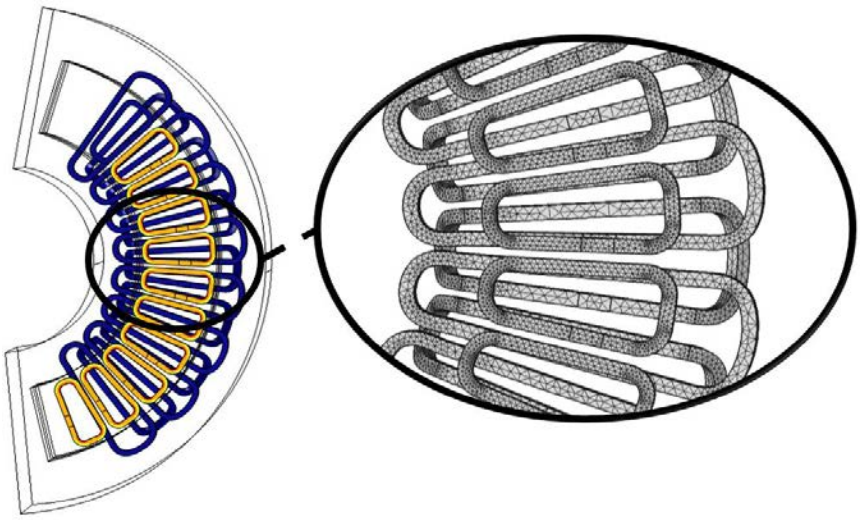
La Figure 4-16 quant à elle, représente l'induction magnétique B_z au milieu de l'entrefer suivant le rayon de la machine au milieu d'un pôle avec un angle interne nul ($\varphi = 0°$).

Nous constatons sur ces figures que le modèle analytique possède une précision quasi identique à celle des éléments finis malgré l'utilisation des hypothèses énoncés précédemment. De plus, l'induction magnétique axiale au milieu de l'entrefer atteint une amplitude de 2 T, soit deux fois plus importantes que les machines conventionnelles.

La saturation locale des culasses ferromagnétiques n'intervient que légèrement sur la dégradation des performances, ce qui valide les contraintes de dimensionnement que nous avons imposées.

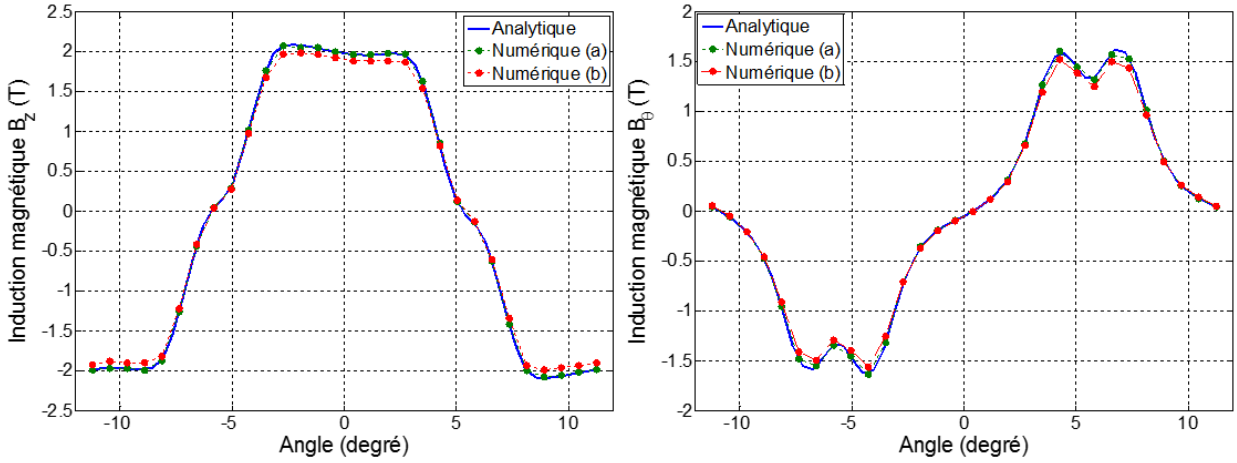


(a)



(b)

Figure 4-14 Modèles EF, (a) moteur en entier sans saturation du fer, (b) modélisation partielle (5 paires de pôles) avec saturation du fer.



(a) *(b)*

Figure 4-15 Induction magnétique au milieu de l'entrefer sous une paire de pôles ($r = R_{moy}$ et $\varphi = 5{,}625°$).

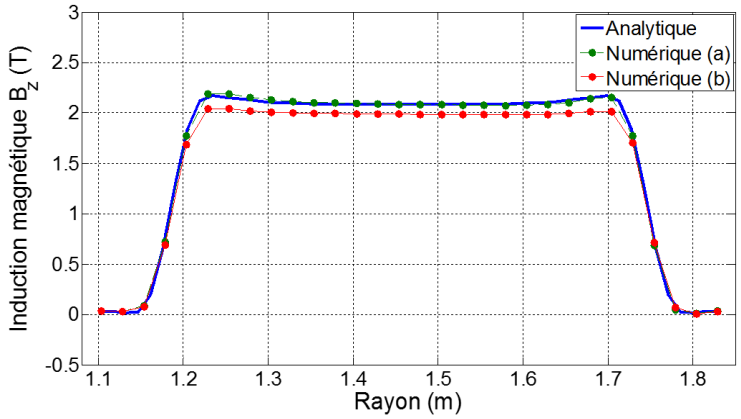


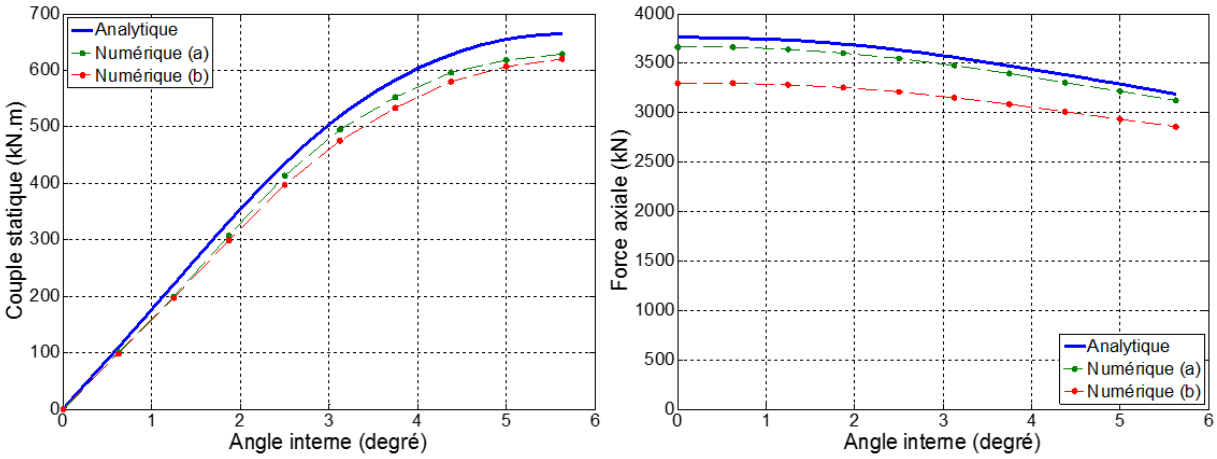
Figure 4-16 Induction magnétique au milieu de l'entrefer au milieu d'un pôle ($\varphi = 0$).

- *Couple électromagnétique et force axiale*

La Figure 4-17 représente le couple statique et la force axiale du moteur en fonction de l'angle interne. On constate une différence de 7 % sur la valeur du couple maximal entre le modèle analytique et le modèle FE (b) prenant en compte la saturation du fer.

Concernant les efforts axiaux, l'inducteur devra supporter au maximum une force de 33 tonnes dans la position à vide. En réalité, cette force peut être revue à la baisse par de la présence de l'accouplement magnétique. En effet, les forces axiales agissant sur l'inducteur par le biais de l'interaction des champs côté moteur et accouplement sont opposées.

Sur la Figure 4-18, nous constatons que le couple utile ne comporte pas d'ondulation lors d'un fonctionnement à couple maximal. Cela s'explique par l'absence de saillance ferromagnétique du stator et de l'inducteur (culasses lisses) et par la présence du grand entrefer qui permet de filtrer les harmoniques d'espaces.



(a) *(b)*

Figure 4-17 Couple statique et force axiale en fonction de l'angle interne φ.

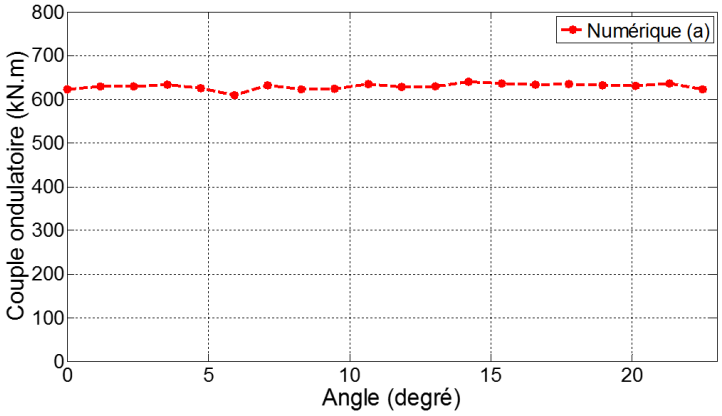


Figure 4-18 Ondulation à couple maximal en fonctionnement.

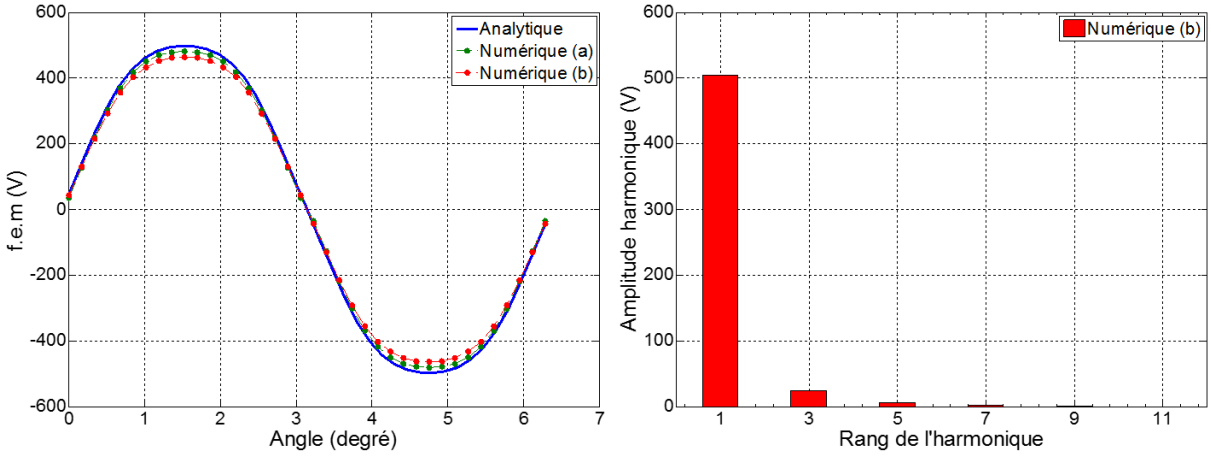
- *Force électromotrice induite aux bornes du stator*

Le calcul de la *fem* induite aux bornes d'une phase du stator est présenté sur la Figure 4-19. Elle est calculée dans la configuration où chaque bobine statorique possède un nombre unitaire de spires à une vitesse de 100 tr/min. La *fem* par phase se rapproche d'une sinusoïde parfaite, les harmoniques d'espaces du champ magnétique créé par l'inducteur supraconducteur sont quasiment filtrés par le grand entrefer.

- *Courant de fonctionnement de l'inducteur supraconducteur*

Pour finir, nous comparons sur la Figure 4-20, les résultats obtenus sur le calcul du courant de fonctionnement des bobines supraconductrices en utilisant le critère local du champ électrique ($\max(E/E_c) = 1$). Ces calculs ont été menés dans le cas le plus défavorable, c'est-à-dire, pour un fonctionnement à couple maximal du moteur ($\varphi = 5{,}625°$).

La densité de courant maximale calculée par EF est de 152,4 A/mm^2, et la valeur obtenue analytiquement est de 156,2 A/mm^2, soit un écart de 2,3%.



(a) *(b)*

Figure 4-19 (a) force électromotrice et (b) analyse spectrale aux bornes du stator pour une spire par bobine statorique et 100 tr/min.

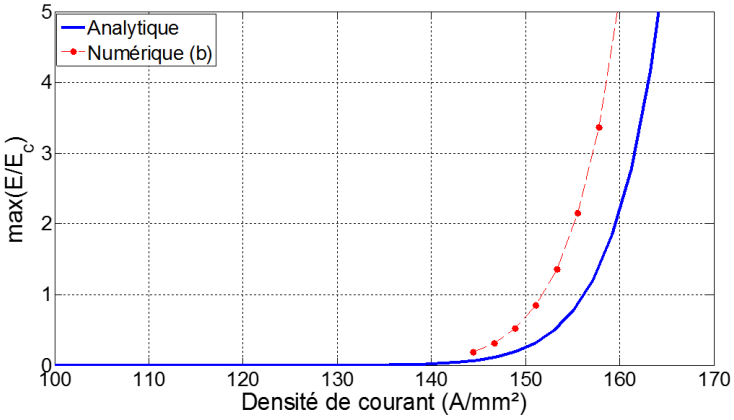


Figure 4-20 Critère sur le champ électrique maximum localement dans une bobine supraconductrice.

4.5 Dimensionnement de l'accouplement

Dans ce dimensionnement, nous gardons les dimensions d'un pôle magnétique de l'accouplement identique à celui du moteur en fixant R_{ext}, R_{int}, p et l'ouverture des bobines supraconductrices (α_2). Cela permet de simplifier le refroidissement des bobines supraconductrices présentes de part et d'autre de la culasse de l'inducteur et de réduire l'épaisseur de la culasse comme expliquée Figure 4-1.

Le but est de chercher les dimensions de l'accouplement qui permettent de transmettre le couple maximal délivré par le moteur vers la charge avec le volume et la longueur de ruban les plus réduits possible.

La Figure 4-21 présente les résultats obtenus par l'algorithme NSGA-II pour une population de 200 individus après 200 générations. Dans la zone de solutions retenues, nous avons sélectionné un accouplement illustré Figure 4-22. Ses paramètres sont référencés dans le Tableau 15.

Cet accouplement magnétique permet de transmettre un couple maximal de 652.1 $kN.m$ pour un encombrement de 2.162 m^3.

L'utilisation d'aimants permanents conduit à une densité volumique de couple de 301 $kN.m/m^3$, ce qui est nettement plus élevé par rapport au moteur.

L'inducteur est composé de 3.5 km de rubans supraconducteurs, bobinés en 32 solénoïdes composés de 66 spires. En respectant le critère local dans la bobine $max\left({}^{E}/_{E_c}\right) = 1$ le courant de fonctionnement est de 257.5 A/mm^2.

On aurait pu alimenter les inducteurs du moteur et de l'accouplement avec le même courant pour éviter l'ajout d'un deuxième système d'alimentation (alimentation stabilisée et système bagues-balais). Cependant, cela aurait nécessité une plus grande longueur de ruban supraconducteur composant l'accouplement et ainsi une augmentation des coûts.

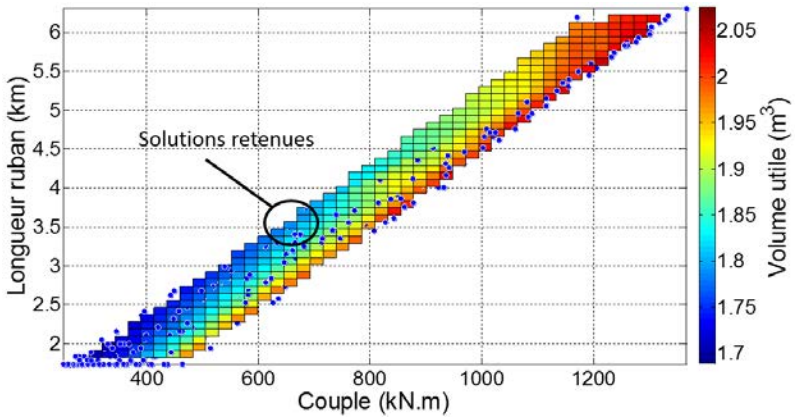


Figure 4-21 Résultats de l'algorithme NSGA-II (200 individus - 200 générations).

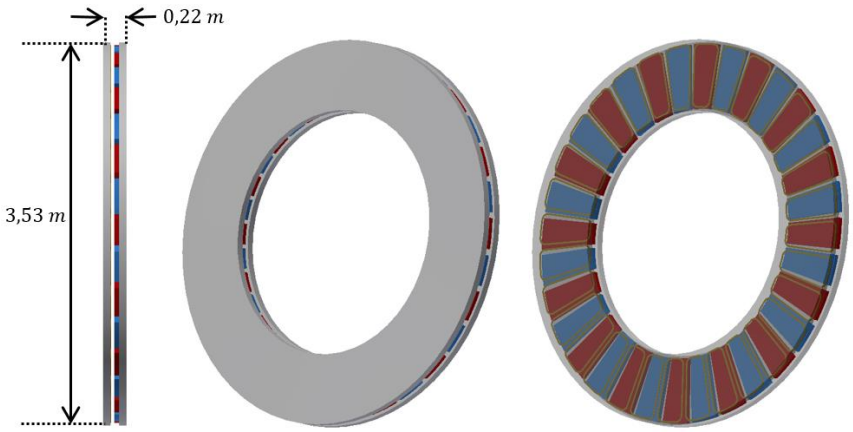


Figure 4-22 Représentation 3D de l'accouplement 5 MW – 100 tr/min.

Tableau 15 Paramètres de l'accouplement 5 MW - 100 tr/min.

		Paramètres	Description	Unité	Valeur
Dimensions	Généraux	R_{ext}	Rayon externe culasse magnétique	*mm*	1768
		R_{int}	Rayon interne culasse magnétique	*mm*	1163
		e	Épaisseur de l'entrefer	*mm*	30
		p	Nombre de paires de pôles	-	16
	Inducteur supra	$2\ lbx_{int}$	Longueur interne de la bobine suivant x	*mm*	112
		$2\ lbx_{ext}$	Longueur externe de la bobine suivant x	*mm*	129
		$2\ lby_{int}$	Longueur interne de la bobine suivant y	*mm*	286
		$2\ lby_{ext}$	Longueur externe de la bobine suivant y	*mm*	302
		hb_s	Épaisseur de la bobine	*mm*	4.4
	Rotor à aimants	α_5	Ouverture des aimants permanents	-	0.9
		h_a	Épaisseur des aimants permanents	*mm*	42
Contraintes		$min(lbx_{int}, lby_{int})$	Contrainte sur le rayon de courbure ($> 50\ mm$)	*mm*	112
		$B_{moyen}\ dans\ culasse$	Contrainte saturation culasse ($< 1.9\ T$)	*T*	0.89
		B_{inv}	Champ de démagnétisant ($> 0\ T$)	-	0.22
Objectifs		Γ	Couple électromagnétique	*kN.m*	652.1
		V_A	Volume total du moteur	*m³*	2.162
		L_{supra}	Longueur de ruban supraconducteur	*km*	3.5
Autres données		Densité de couple	Densité de couple de la machine (Γ/V_M)	*kN.m/ m³*	301
		F_z (vide/charge)	Force axiale entre le stator et l'inducteur	*kN*	1150/714.6
		B_r	Induction rémanente des aimants	*T*	1.2
		J_s	Densité de courant dans le ruban supraconducteur	*A/mm²*	257.5
		h_{cul}	Épaisseur de la culasse	*mm*	72
		N_s	Nombre de spires dans une bobine de l'inducteur	*tours*	66
		N_{max}	Nombre d'harmoniques suivant *x*	-	10
		M_{max}	Nombre d'harmoniques suivant *y*	-	20

4.6 Discussions

Le système complet comprenant le moteur et l'accouplement est illustré sur la Figure 4-23. Il possède un couple volumique de $151.61\ kN.m/m^3$.

Pour mieux apprécier les performances de cette machine, la Figure 4-24 propose une comparaison des couples volumiques de topologies conventionnelles à flux radial et axial en fonction du diamètre extérieur de machines à attaques directes conventionnelles à aimants permanents [Dub00]. Ces résultats tiennent compte uniquement du volume des parties actives des moteurs.

On constate que le moteur supraconducteur et son accouplement possèdent une densité de couple volumique 3,5 fois plus élevée que les machines conventionnelles à flux radial et près de 2 fois supérieure aux performances des machines à flux axial de type « Torus ». (Torus : 2 stators - rotors doublés).

De plus, l'ajout de l'accouplement supraconducteur nécessite uniquement $3.5\ km$ de ruban supraconducteur, ce qui équivaut comparé à la longueur de ruban du moteur ($44.32\ km$) à une augmentation de 7,9%.

Concernant les efforts axiaux au niveau de l'inducteur supraconducteur, ils passent de $3761\ kN$ pour le moteur seul à $2611\ kN$ en présence de l'accouplement à vide, soit une diminution de près d'un tiers.

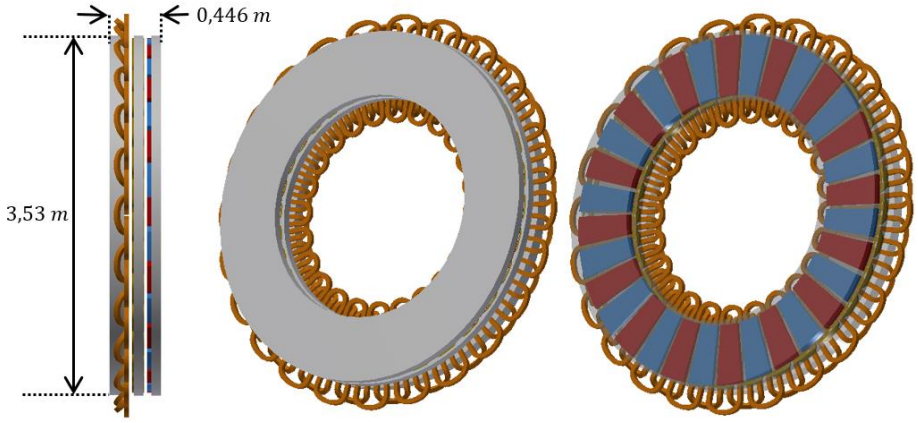


Figure 4-23 Représentation 3D de l'ensemble moteur-accouplement 5 MW -100 tr/min.

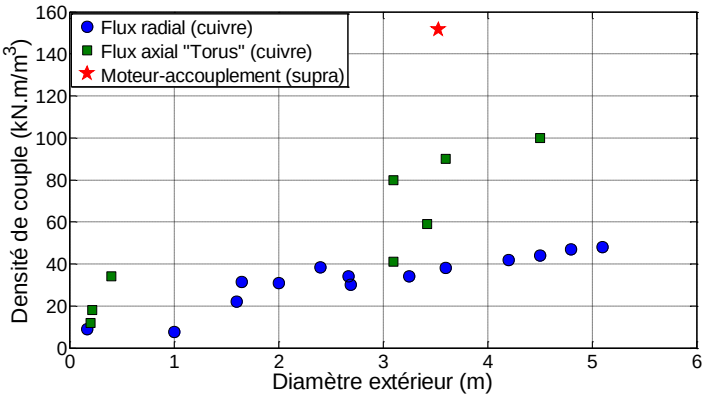


Figure 4-24 Comparaison des couples volumiques de notre machine avec des machines conventionnelles.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode de dimensionnement de l'ensemble moteur-accouplement magnétique basée sur les résultats d'une modélisation analytique en 3D associée à un algorithme génétique multiobjectif appelé NSGA-II. Nous avons détaillé les objectifs, les contraintes, les variables de dimensionnement et nos choix de conception permettant de tendre vers une solution optimale du moteur et de l'accouplement.

Le dimensionnement du moteur a été entièrement validé par les éléments finis en tenant compte de la topologie cylindrique de l'actionneur, de la saturation des parties ferromagnétiques et des têtes de bobines du stator. Les résultats des calculs des valeurs locales comme l'induction magnétique et le champ électrique maximal sur le ruban supraconducteur, ou encore les résultats des calculs des valeurs globales comme le couple, la force axiale ou encore la *fem*, présentent tous des niveaux de précision très proches des calculs par éléments finis.

Finalement, nous avons comparé les performances de l'ensemble moteur-accouplement avec des topologies conventionnelles de machines à aimants permanents à attaque directe. Ces comparaisons ont montré que l'ensemble moteur-accouplement supraconducteur possède une compacité de $151.61\ kN.m/m^3$ qui équivaut à un gain de performance de l'ordre de 2 par rapport à des topologies à flux axial et de $3{,}5$ pour des topologies à flux radial.

Dans la suite des travaux, nous proposons une étude expérimentale, en réalisant un prototype à échelle réduite de l'ensemble moteur et accouplement supraconducteur.

Chapitre 5 Prototype d'un Moteur-Accouplement supraconducteur

5.1 Introduction 123

5.2 Conception du prototype 123
5.2.1 Cahier des charges 123
5.2.2 Contraintes de dimensionnement 124
5.2.2.1 Dimensions des parties actives 124
5.2.2.2 Choix du refroidissement 127
5.2.3 Dimensionnement par éléments finis 129
5.2.3.1 Modèles numériques 129
5.2.3.2 Épaisseur des bobines statoriques 131
5.2.3.3 Système bagues-balais 131
5.2.3.4 Roulements 132
5.2.4 Bilan 134

5.3 Réalisation du prototype 135
5.3.1 Parties actives 135
5.3.1.1 Bobinages de l'induit en cuivre 135
5.3.1.2 Inducteur supraconducteur 136
5.3.2 Instrumentations et entrainement 139

5.4 Résultats expérimentaux 140
5.4.1 Caractérisation des bobines supraconductrices 140
5.4.2 Mesures du couple statique 141
5.4.3 Essai en générateur 143
5.4.3.1 Essais à vide et en court-circuit 143
5.4.3.2 Essai en charge 146

5.5 Conclusion 147

5.1 Introduction

Nous présentons dans ce chapitre, le dimensionnement et la réalisation d'un prototype de moteur supraconducteur muni de son accouplement supraconducteur. La machine aura un diamètre externe de $30\ cm$, une vitesse maximale de l'inducteur supraconducteur tournant de $500\ tr/min$ et un refroidissement à l'azote liquide ($77\ K$).

Nous présenterons dans un premier temps, les différentes étapes de conception de la machine. Nous prendrons en compte les contraintes de dimensionnement issues de l'encombrement réduit et du dispositif de refroidissement cryogénique. L'ensemble des calculs sera effectué par éléments finis (COMSOL MULTIPHYSICS®) et les dessins de conception mécanique seront réalisés par un logiciel de dessin en 3D (INVENTOR®).

Ensuite, nous illustrerons à l'aide de photos les différentes étapes de fabrication. Nous indiquerons également la position et le rôle des différents appareils composant l'instrumentation, comme les capteurs de position et de couple ou encore le système d'entrainement lors des essais en générateur.

Pour finir, nous présenterons les protocoles expérimentaux permettant d'effectuer différentes mesures sur le moteur et l'accouplement supraconducteurs. Des essais en statiques nous permettront de vérifier le bon fonctionnement des bobines supraconductrices. Puis, des essais en génératrice nous permettront de calculer les paramètres du modèle de Behn-Eschenburg et de valider le principe de conversion électromécanique. Toutes les mesures ont été validées par des calculs par éléments finis.

5.2 Conception du prototype

5.2.1 Cahier des charges

Le faible encombrement de la machine et la forte contrainte sur le rayon de courbure du ruban supraconducteur imposent un nombre de paires de pôles maximal qui ne permettra pas de réaliser une machine parfaitement optimisée. Cependant, le but de ce prototype est double :

- Dans un premier temps, à l'échelle de notre laboratoire, il fait suite aux travaux de Lamia Belguerras [Bel14] sur l'étude des accouplements magnétiques supraconducteurs. Lors de cette thèse, un prototype d'accouplement supraconducteur avait été testé. Les perspectives étaient alors l'intégration d'un accouplement dans une machine électrique.

- Dans un second temps, ce prototype représentera une première mise en œuvre d'un accouplement supraconducteur intégré à un moteur supraconducteur et représentera une alternative à l'utilisation des torques tubes.

5.2.2 Contraintes de dimensionnement

5.2.2.1 Dimensions des parties actives

- *Rotor à aimants permanents*

Nous avons réutilisé un rotor à aimants qui avait servi lors d'une thèse de doctorat portant sur l'étude d'accouplement magnétique [Bel14].

La Figure 5-1 représente une photographie de ce rotor. Il est composé de quatre aimants permanents cylindriques de type $NdFeB$ ($B_r = 1.25$ T) représentant 4 pôles magnétiques ($p = 2$).

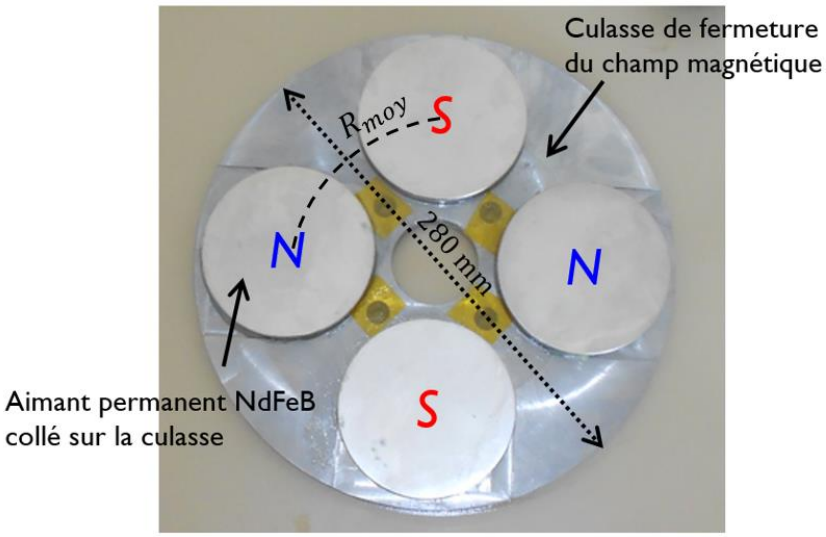


Figure 5-1 Rotor à aimants permanents [Bel14].

Les aimants permanents possèdent un diamètre de $100\ mm$ et une épaisseur de $10\ mm$. Les aimants permanents sont placés la culasse magnétique au niveau du rayon moyen ($85\ mm$).

La culasse ferromagnétique en acier massif $E24$ est dimensionnée pour éviter la saturation magnétique : diamètre de $280\ mm$ et épaisseur de $10\ mm$.

- *Inducteur supraconducteur*

Le diamètre maximal de la machine de $30\ cm$ et le diamètre de courbure critique du ruban supraconducteur de $7\ cm$ (BSCCO de type H_i) conduisent à des bobines supraconductrices de forme cylindrique.

La Figure 5-2 est un dessin de l'inducteur supraconducteur. Les 4 bobines de part et d'autre de la culasse sont disposées au niveau du rayon moyen ($85\ mm$).

Nous avons fait le choix d'utiliser des bobines supraconductrices doubles couches côté moteur et des bobines simples couches côté l'accouplement. En effet, la densité volumique de couple d'un

accouplement à aimant est plus élevée que celle du moteur. Ainsi, il est donc nécessaire d'utiliser plus de matériau supraconducteur côté moteur.

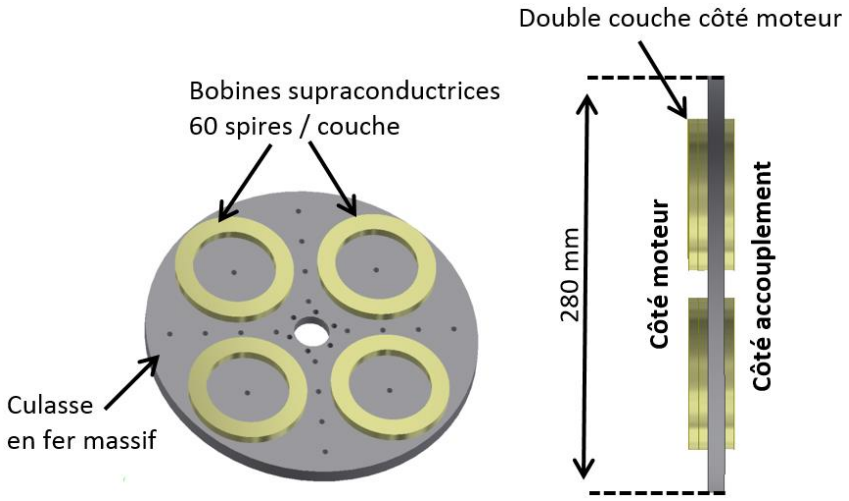


Figure 5-2 Inducteur supraconducteur.

Les bobines de l'inducteur supraconducteur sont celles réalisées dans le chapitre 3, nous rappelons toutefois leur dimension dans le Tableau 16.

Tableau 16 Dimensions des bobines supraconductrices.

Description	Unité	Valeur
Diamètre externe	*mm*	100
Diamètre interne	*mm*	70
Épaisseur / couche	*mm*	5
Nombre de spires / couche	-	60
Longueur de ruban / couche	*m*	16

L'alimentation de l'inducteur se fait à travers un dispositif bagues-balais. Son dimensionnement nécessite de connaitre le courant de fonctionnement de l'inducteur supraconducteur. Son calcul interviendra une fois que les dimensions de l'ensemble des parties actives seront connues et que les épaisseurs d'entrefers seront fixées.

La culasse en acier massif $E24$ possède quant à elle, un diamètre de $280\ mm$ et une épaisseur de $10\ mm$. Cette épaisseur a été choisie pour éviter toute saturation. La culasse en fer massif possède une multitude de petits trous pour améliorer la circulation de l'azote liquide et donc le refroidissement.

- *Induit en cuivre*

L'induit en cuivre illustré Figure 5-3 est réalisé avec un bobinage dans l'entrefer (absence d'encoche ferromagnétique). La culasse ferromagnétique est feuilletée suivant le rayon pour limiter les pertes par courant induit.

Le bobinage respecte le nombre de paires de pôles imposé par l'inducteur supraconducteur ($p = 2$) et tient compte de l'alimentation triphasée.

L'encombrement des têtes de bobines est limité par le rayon intérieur de la culasse magnétique. Elles doivent être suffisamment compactes pour laisser un passage à l'arbre mécanique permettant de mettre en rotation l'inducteur. Ainsi, pour limiter leurs tailles, nous avons fait le choix de réaliser un bobinage concentrique comportant 6 bobines sectorielles.

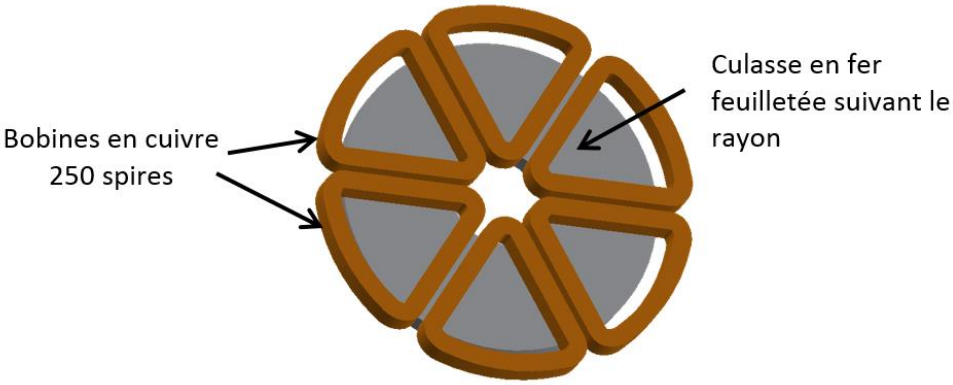


Figure 5-3 Induit en cuivre non encoché.

La Figure 5-4 présente les dimensions des bobines de l'induit. L'ouverture d'une bobine est de $60°$ et la largeur de la section active est de $16\ mm$.

L'épaisseur de la bobine suivant la longueur axiale Oz de la machine sera déterminée par un calcul numérique par EF.

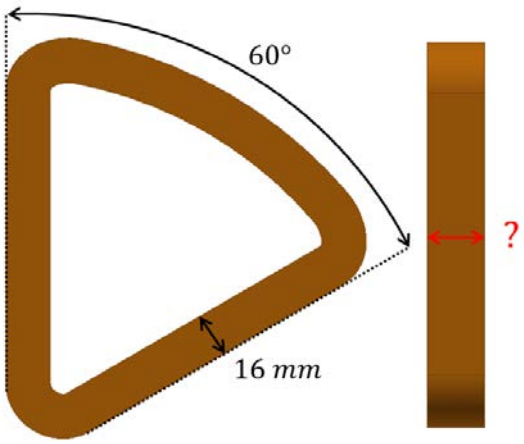


Figure 5-4 Dimension des bobines de l'induit.

La Figure 5-5 est une représentation en 3D de l'ensemble des parties actives.

La suite de la conception portera sur le système de refroidissement qui imposera les épaisseurs d'entrefer mécanique de l'accouplement et du moteur.

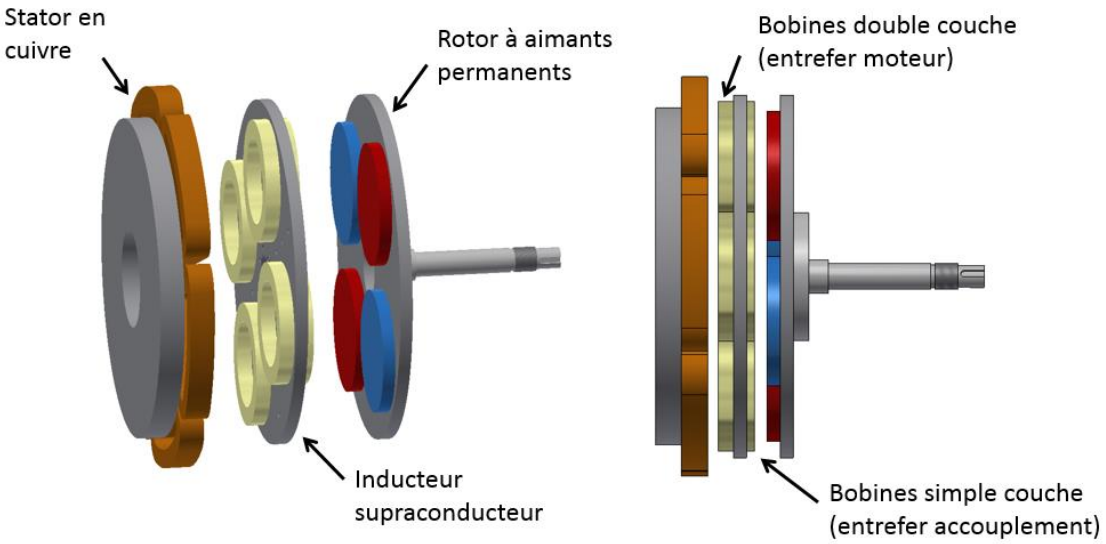


Figure 5-5 Parties actives constituants le prototype.

5.2.2.2 Choix du refroidissement

Le refroidissement de l'inducteur supraconducteur est effectué par immersion dans un bain d'azote liquide $(77K)$. Nous avons fait le choix de positionner l'axe de la machine à la verticale comme illustré sur la Figure 5-6. Ceci permet de diminuer la consommation d'azote.

L'inducteur et le stator sont contenus dans un cryostat fabriqué en matière époxy (G11) résistant aux températures cryogéniques.

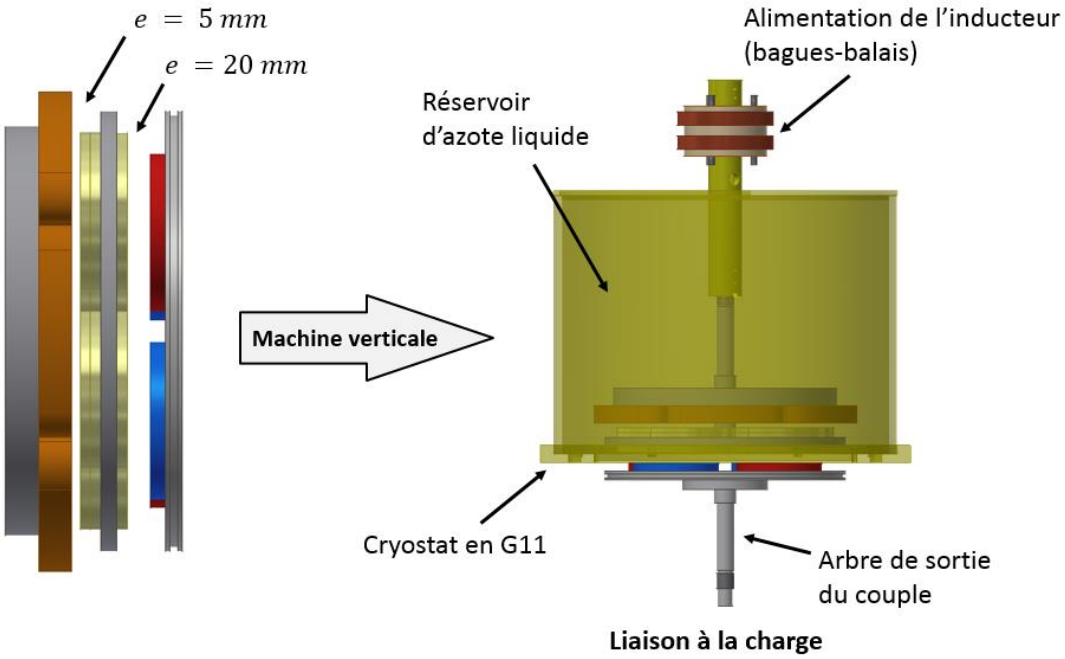


Figure 5-6 Technique de refroidissement de l'inducteur supraconducteur.

Le système bagues-balais alimentant le stator est situé au-dessus du réservoir. Un couvercle en G11, illustré Figure 5-7, permet de limiter la concentration de vapeur d'azote sur le système bagues-balais.

On constate également Figure 5-7 que les roulements à billes permettant la rotation de l'inducteur sont plongés dans l'azote. Il est donc nécessaire d'utiliser des roulements dégraissés.

Au niveau du stator, l'avantage de l'intégrer dans le cryostat est de pouvoir réduire l'épaisseur de l'entrefer du moteur à $5\ mm$. De plus, le très bon refroidissement du stator offert par l'azote liquide permet de diminuer fortement la résistivité du cuivre et d'évacuer rapidement les échauffements. On peut ainsi alimenter sans risque de surchauffe, le stator avec une densité de courant de $10\ A/mm^2$, soit $7.5\ A$, si l'on fait le choix de bobiner le stator avec du fil de $0.75\ mm^2$ de section.

La distance entre les aimants permanents et les bobines supraconductrices (accouplement magnétique) doit autoriser la présence du cryostat. Cette distance est fixée à $20\ mm$.

La Figure 5-7 est une vue éclatée de l'ensemble du prototype. Le cryostat est composé de trois éléments en G11:

- Un socle qui représente la base d'ancrage du moteur. Le stator y est fixé par l'intermédiaire de 6 entretoises.
- Une cuve qui s'emboite dans le socle et permet de contenir environ 30 litres d'azote liquide.
- Un couvercle qui s'emboite sur la partie supérieure de la cuve qui permet de protéger le système bagues-balais contre les vapeurs d'azote et d'améliorer l'isolation.

On constate également l'emplacement des roulements permettant de mettre en rotation l'inducteur supraconducteur et le rotor à aimants permanents.

Ces roulements à contacts obliques seront dimensionnés dans la suite du manuscrit en tenant compte des efforts axiaux résultant de l'attraction magnétique entre les parties actives.

La liaison de l'inducteur supraconducteur au système bagues-balais se fait à travers l'arbre creux en G11 et inox.

Il nous reste maintenant à dimensionner, par l'intermédiaire de calculs numériques, les parties suivantes :

- épaisseur des bobines du stator,
- système bagues-balais par l'intermédiaire du courant de fonctionnement de l'inducteur,
- roulements du rotor à aimants permanents et de l'inducteur.

Nous avons ainsi développé un modèle numérique par EF 3D sous Comsol.

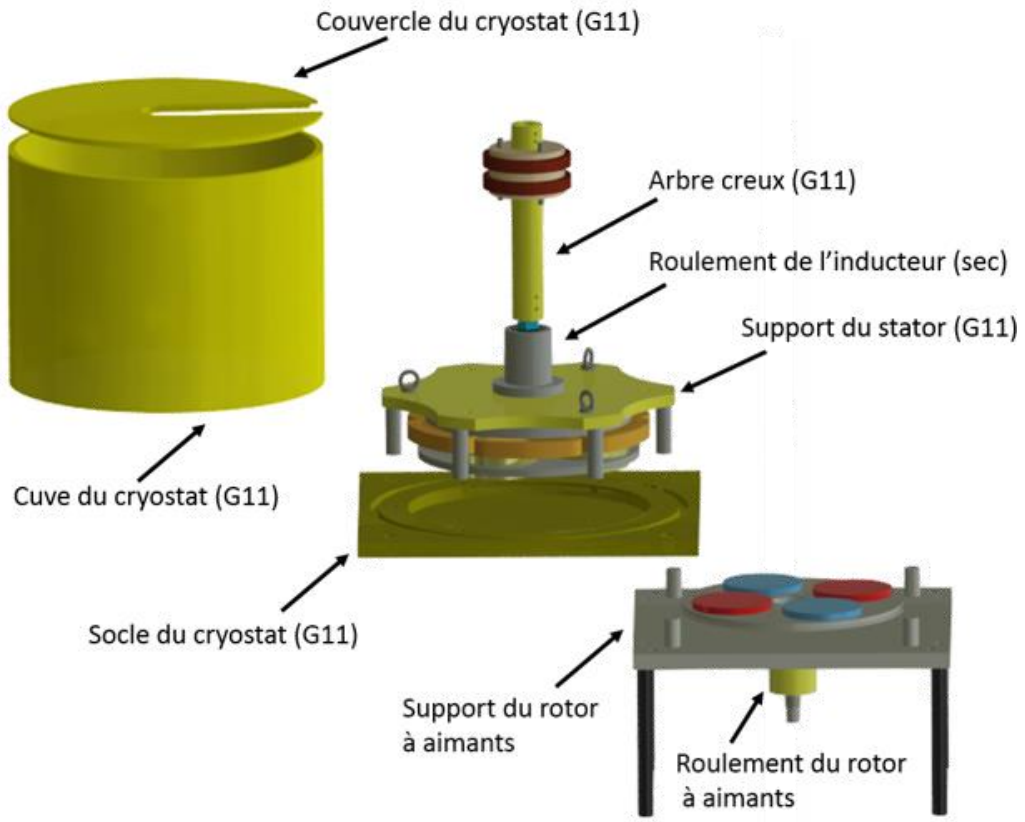


Figure 5-7 Vue éclatée du prototype.

5.2.3 Dimensionnement par éléments finis

5.2.3.1 Modèles numériques

Deux modèles numériques en 3D ont été développés en utilisant le logiciel COMSOL MULTIPHYSICS®:

- **Un modèle avec une formulation en potentiel vecteur magnétique pour modéliser le moteur**.
  Les densités de courant dans le stator et dans les bobines de l'inducteur sont modélisées par des densités de courant homogène. Les culasses en fer sont considérées comme non saturées (matériau linéaire et isotrope) avec une perméabilité relative égale à 1000.
- **Un modèle avec une formulation en potentiel scalaire magnétique pour modéliser l'accouplement.**
  Les aimants permanents ont une induction rémanente constante et dirigée suivant Oz. Nous avons adopté un modèle Coulombien pour les bobines supraconductrices qui sont donc aussi modélisées par des aimantations équivalentes [MAS02]. Cela permet de diminuer fortement les temps de calcul comparés aux modèles utilisant une formulation en potentiel vecteur.
  Comme illustré sur la Figure 5-8, chaque bobine est représentée par deux domaines magnétiques équivalents : un domaine représentant les conducteurs actifs $\left(r = \left[R_{ext} - e_p\ ;\ R_{ext}\right]\right)$ et un domaine représentant le centre de la bobine $\left(r = \left[0\ ;\ R_{ext} - e_p\right]\right)$.

Ensuite, une aimantation orientée suivant Oz et s'exprimant en fonction de la densité de courant dans la bobine (J) est attribuée à chaque domaine, Figure 5-8.
Les parties en fer sont modélisées avec une perméabilité relative constante égale à 1000.

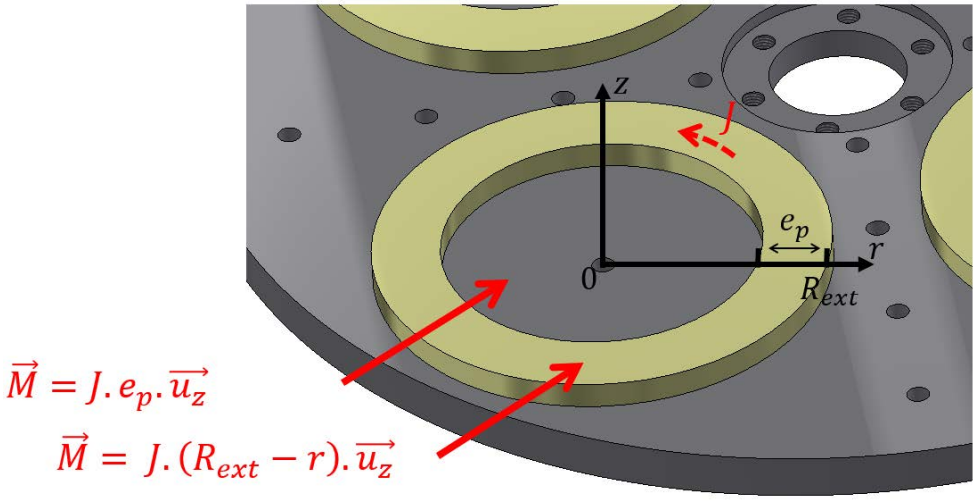


Figure 5-8 Modélisation d'une bobine ronde en potentiel scalaire magnétique.

La Figure 5-9 est une représentation du maillage utilisé dans les deux modèles numériques. Les culasses ferromagnétiques du stator et du rotor à aimants ne sont pas représentées.

Ces deux modèles nous permettront de terminer le dimensionnement du prototype. Ils serviront aussi à la validation des résultats expérimentaux.

Les temps de calcul sont d'environs quelques secondes pour le modèle en potentiel scalaire (accouplement) et plusieurs minutes pour le modèle en potentiel vecteur (moteur).

La force axiale et le couple électromagnétique sont calculés en utilisant le tenseur de Maxwell au milieu de l'entrefer du moteur et de l'accouplement.

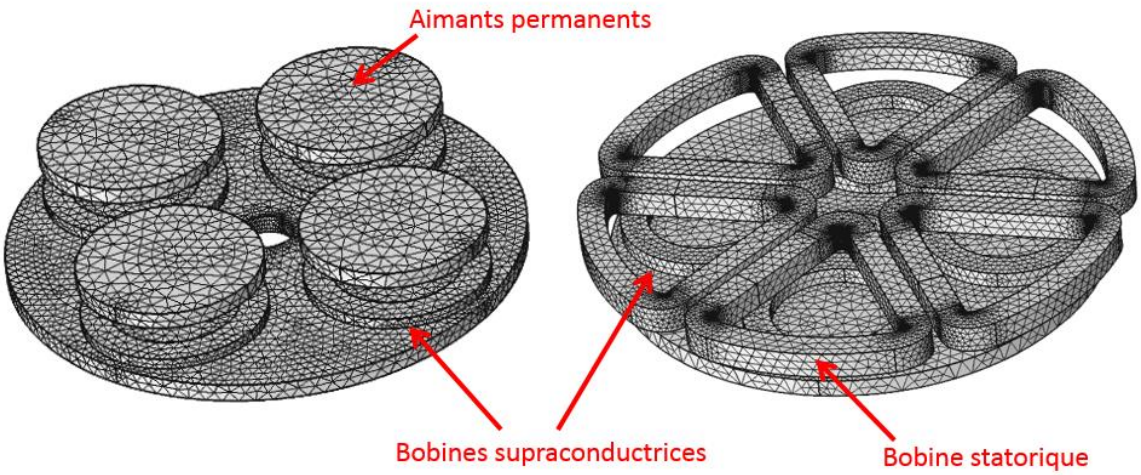


Figure 5-9 Maillage utilisé dans les modèles numériques, gauche : accouplement, droite : moteur.

5.2.3.2 *Épaisseur des bobines statoriques*

Sur la Figure 5-10, nous avons calculé le couple statique maximal entre le stator et l'inducteur en fonction de l'épaisseur des bobines en cuivre. À partir des résultats, nous faisons le choix de réaliser des bobines statoriques de $15\ mm$ d'épaisseur. Ce choix est adopté, car on constate que le couple n'augmente pas de manière significative au-dessus de cette valeur d'épaisseur. En effet, d'une épaisseur de $5\ mm$ à $15\ mm$, le couple augmente de $80\ \%$ alors que de $15\ mm$ à $25\ mm$, il n'augmente plus que de $13\ \%$.

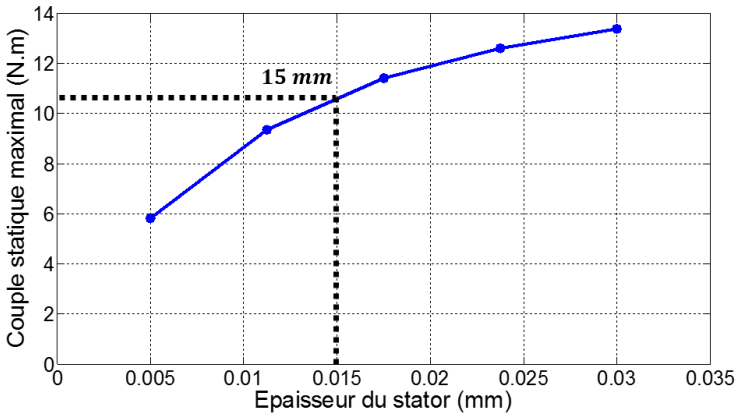


Figure 5-10 Couple statique maximal en fonction de l'épaisseur des bobines statoriques.

Enfin, en utilisant un fil de $0{,}75\ mm^2$ avec un facteur de foisonnement de 0.8, chaque bobine sera composée de 250 spires. Ainsi, en choisissant d'alimenter le fil avec une densité de courant de $10\ A/mm^2$, cela correspond à un courant de $7{,}5\ A$.

5.2.3.3 *Système bagues-balais*

Le dimensionnement du système bagues-balais prévu pour alimenter l'inducteur supraconducteur nécessite de connaitre les courants de fonctionnement des bobines supraconductrices. C'est du côté moteur que ce courant est le plus faible.

Étant donné que les huit bobines composant l'inducteur sont reliées en série, le système bagues-balais sera dimensionné sur le courant d'alimentation le plus faible.

Pour déterminer ce courant de fonctionnement, nous allons calculer par éléments finis la valeur maximale du champ électrique localement dans la bobine ($max(E/E_c)$) en fonction du courant d'alimentation (I).

Le champ électrique local est calculé en suivant ces étapes :

- Résolution du problème électromagnétique du moteur et de l'accouplement. Le calcul est fait à couple maximal. Le stator est alimenté avec une densité de courant $J = 10\ A/mm^2$.
- Calcul de $J_c\ (B_{\parallel}, B_{\perp})$ et $n\ (B_{\parallel}, B_{\perp})$ par la loi de comportement de KIM-ANDERSON.
- Calcul du champ électrique localement dans la bobine par la loi en puissance.

La Figure 5-11 présente les résultats du calcul. D'après le critère $max(E/E_c) = 1$ localement dans la bobine, le courant de fonctionnement des bobines (doubles couches) dans l'entrefer du moteur est de $47{,}5\ A$ et le courant de fonctionnement des bobines (simples couches) dans l'entrefer de l'accouplement est de $65\ A$.

Cependant, on peut être amené à utiliser l'accouplement seul (pour le caractériser par exemple). Le système bagues-balais choisi supporte donc un courant de $70\ A$.

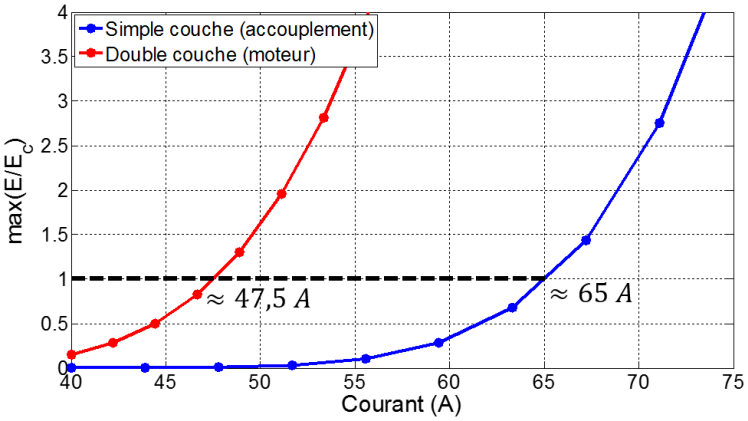


Figure 5-11 Calcul des courants de fonctionnement du moteur et de l'accouplement (77 K).

On constate également que comparées au courant de fonctionnement des bobines dans l'air (voir chapitre 3), le courant de fonctionnement diminue de près de $10\ \%$ dans le cas des bobines côté accouplement et de $17{,}4\ \%$ pour les bobines côté moteur. Ceci est dû à la présence des sources de champ magnétique extérieures (stator et aimants).

5.2.3.4 Roulements

L'inducteur supraconducteur et le rotor à aimants permanents sont les parties mobiles du prototype. Des roulements à billes sont utilisés pour permettre leur rotation à une vitesse maximale de $500\ tr/min$ et pour accepter les contraintes mécaniques liées à la présence de forces d'attraction magnétiques entre le stator, l'inducteur supraconducteur et le rotor à aimants permanents.

Nous avons calculé par le biais des modèles numériques, les efforts axiaux s'exerçant sur l'accouplement et le moteur en fonction de l'angle interne. Les résultats ont été obtenus en alimentant les bobines supraconductrices avec le courant de fonctionnement calculé Figure 5-11, soit $47{,}5\ A$ pour les bobines dans l'entrefer du moteur et $65\ A$ pour les bobines dans l'entrefer de l'accouplement. De plus, le stator est alimenté avec un courant de $7.5\ A$. Les résultats sont présentés dans la Figure 5-12.

Les forces axiales sont maximales dans la position à vide du prototype. Dans cette position, les forces axiales s'exerçant sur le rotor à aimants et le stator sont respectivement de $1650\ N$ et $860\ N$. L'inducteur supraconducteur subit donc une force de $790\ N$.

Pour supporter ces efforts, nous avons équipé notre prototype de roulements à contacts obliques. Chaque arbre rotatif (inducteur supraconducteur et rotor à aimants permanents) possèdera deux roulements à billes pouvant supporter chacun une force axiale de $8{,}5\ kN$.

Les roulements possèdent une rangée de billes et ont les dimensions suivantes :

- rayon interne de $20\ mm$,
- rayon externe de $47\ mm$,
- largeur de $14\ mm$.

Le lubrifiant (graisse) des roulements fonctionnant dans l'azote liquide doit être enlevé afin d'éviter des frottements trop importants.

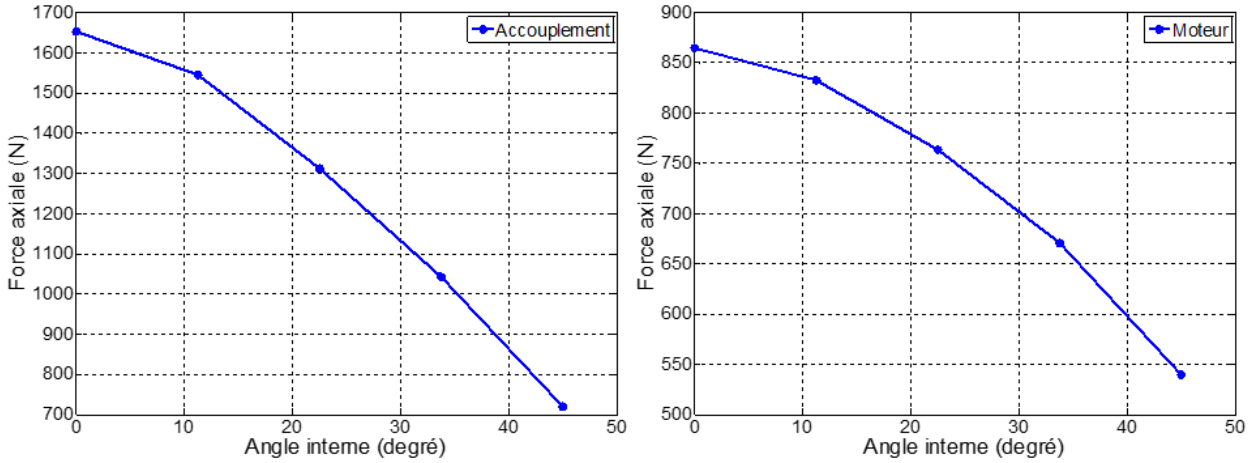


Figure 5-12 Forces axiale en fonction de l'angle interne (a) Accouplement (b) Moteur.

À cet instant, le dimensionnement complet du prototype est terminé. Le Tableau 17 donne toutes les caractéristiques géométriques, magnétiques et électriques du prototype. Les Plans de l'ensemble du prototype ont été réalisés sur le logiciel INVENTOR® (voir Annexe (**A.5**)).

5.2.4 Bilan

Tableau 17 Paramètres géométrique, magnétique et électrique du prototype.

Description des paramètres		Unité	Valeur
Généraux	Rayon moyen	*mm*	85
	Nombre de paires de pôles	-	2
	Entrefer (Accouplement / Moteur)	*mm*	20 / 5
Stator en cuivre	Nombre de bobines	-	6
	Épaisseur d'une section de la bobine	*mm*	15
	Largeur d'une section de la bobine	*mm*	16
	Ouverture d'une bobine	°	60
	Nombre de spires	-	250
	Courant nominal de fonctionnement	*A*	7.5
	Rayon externe de la culasse	*mm*	130
	Rayon interne de la culasse	*mm*	40
	Épaisseur de la culasse	*mm*	20
Inducteur supraconducteur	Nombres de bobines (simple couche / double couche)	-	4 / 4
	Rayon externe d'une bobine	*mm*	50
	Rayon interne d'une bobine	*mm*	35
	Épaisseur bobine / Couche	*mm*	5
	Nombre de spires / Couche	-	60
	Longueur du ruban / Couche	*m*	16
	Courant de fonctionnement (Accouplement / Moteur)	*A*	65 / 47.5
	Rayon externe de la culasse	*mm*	140
	Rayon interne de la culasse	*mm*	62.5
	Épaisseur de la culasse	*mm*	10
Rotor à aimants	Nombre d'aimants permanents	-	4
	Épaisseur d'un l'aimant	*mm*	10
	Rayon d'un aimant	*mm*	50
	Induction rémanente	*T*	1.25
	Rayon externe de la culasse	*mm*	140
	Rayon interne de la culasse	*mm*	25
	Épaisseur de la culasse	*mm*	10

5.3 Réalisation du prototype

À l'exception du rotor à aimants permanents qui provient d'un prototype existant, nous présenterons dans cette partie, les différentes étapes de fabrication des parties actives. De plus, nous détaillerons l'ensemble des organes permettant d'effectuer différentes mesures (capteurs de position, capteur de couple, machine d'entrainement/charge …).

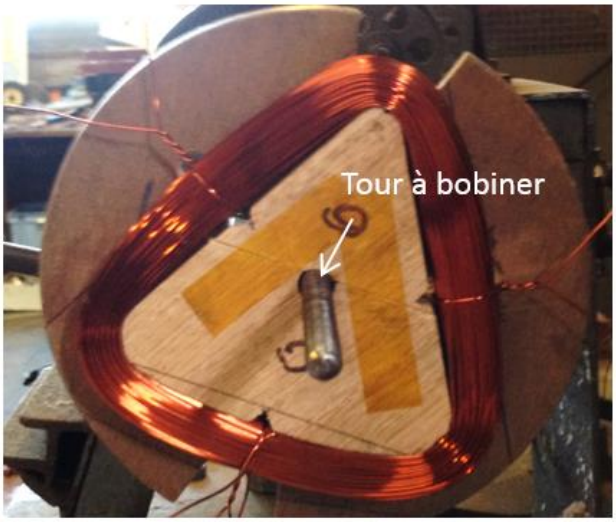
5.3.1 Parties actives

5.3.1.1 Bobinages de l'induit en cuivre

Le stator est composé de 6 bobines identiques en cuivre de forme sectorielle (Figure 5-4) réalisées en collaboration avec un artisan bobineur (M. Didier Fordoxcel).

La mise en forme de la bobine a nécessité l'emploi d'un gabarit en bois (Figure 5-13). Il comporte deux parties détachables pour faciliter l'extraction de la bobine après bobinage.

Un tour à bobiner motorisé muni d'un compte-tours a été utilisé pour faciliter le bobinage.



(a)

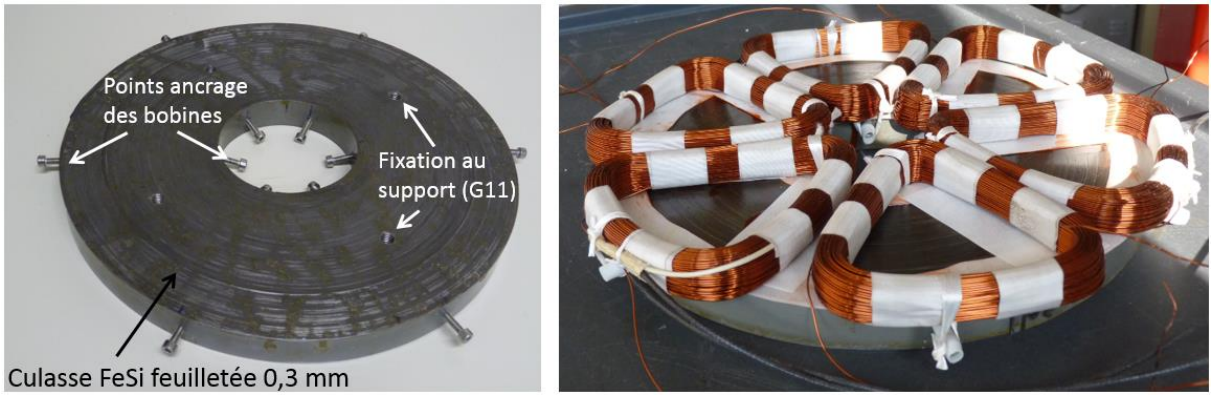
(b)

Figure 5-13 Bobinage des bobines en cuivre composants le stator.

Les bobines sont ensuite fixées sur la culasse magnétique en $FeSi$ feuilleté avec une tôle de $0{,}3\ mm$ d'épaisseur (Figure 5-14).

L'absence d'encoche sur la culasse magnétique a nécessité de mettre au point un système de fixation des bobines dans l'entrefer magnétique. Des vis en inox (amagnétique) ont été disposées le long des rayons intérieur et extérieur de la culasse pour servir de points d'ancrage.

Pour augmenter la résistance mécanique, nous avons utilisé de la tresse en Kevlar®, le tout étant ensuite imprégné d'une résine époxy (Araldite® AY 103-1).



(a) *(b)*

Figure 5-14 Stator avant imprégnation (a) culasse magnétique (b) ancrage des bobines sur la culasse.

L'assemblage est ensuite finalisé en ajoutant des feuilles de mica pour isoler correctement les bobines de la culasse magnétique.

Une photographie du stator dans son état final est présentée Figure 5-15. La culasse magnétique est fixée par 4 vis sur le support en G11.

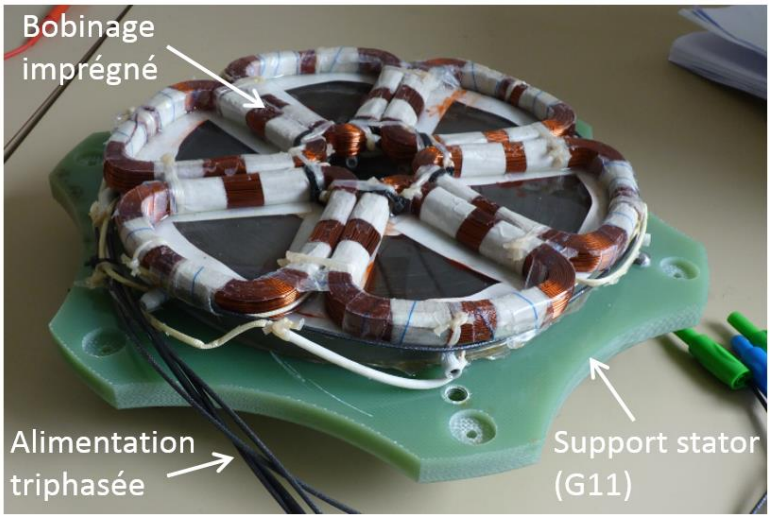


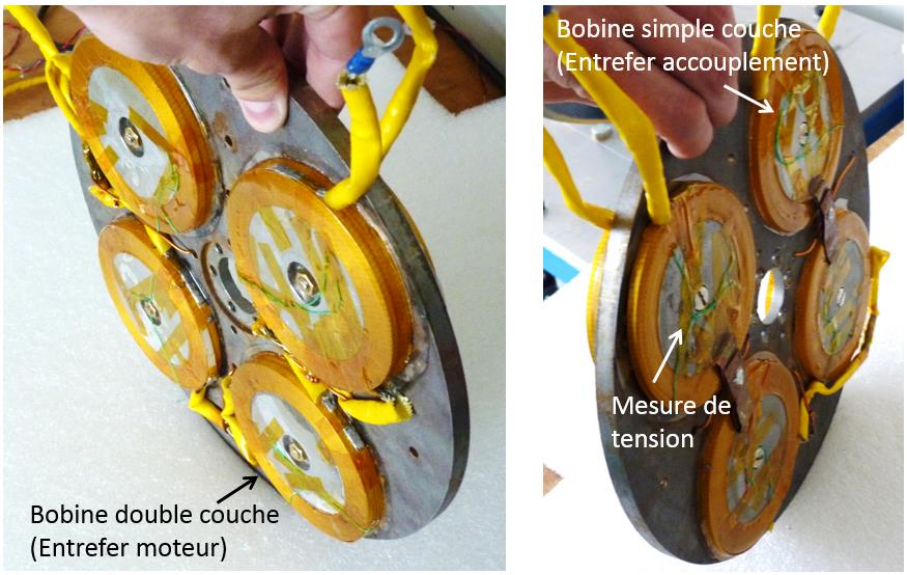
Figure 5-15 Stator dans son état final.

5.3.1.2 Inducteur supraconducteur

L'inducteur supraconducteur est composé de 8 bobines supraconductrices rondes disposées de part et d'autre de la culasse en fer (4 pôles).

Nous réutilisons les bobines réalisées dans le chapitre 3 : 4 bobines simples couches ($s1, s2, s3$ et $s4$) sont disposées dans l'entrefer de l'accouplement et 4 bobines doubles couches ($d1, d2, d3$ et $d4$) sont disposées du côté moteur.

Les bobines sont boulonnées sur la culasse (Figure 5-16). Les vis et les écrous sont respectivement en inox et en laiton.



(a) *(b)*

Figure 5-16 Inducteur supraconducteur, (a) bobines doubles couches dans l'entrefer du moteur (b) bobines simples couches dans l'entrefer de l'accouplement.

Les prises de potentiels soudées sur les bobines lors des tests réalisés dans le chapitre 3 sont conservées pour permettre de les caractériser une fois intégrées dans le prototype.

Les 8 bobines sont connectées en série. Un arbre creux en inox permet de faire passer le fils d'alimentation, Figure 5-17.

Figure 5-17 Assemblage de l'inducteur.

Une des difficultés de réalisation se trouve au niveau des amenées de courant des bobines supraconductrices. En effet, les connexions entre bobines doivent être suffisamment compactes pour ne pas empiéter dans l'entrefer. Ainsi, dans le cas du moteur qui possède un entrefer très petit ($e = 5\ mm$), nous avons opté pour une structure de bobinage double couche permettant de déporter les bornes d'alimentations des bobines au niveau de leur rayon externe. Ce type de bobinage est complexe à mettre en œuvre et demande beaucoup de patience compte tenu de la fragilité du ruban supraconducteur.

Finalement, la Figure 5-18 présente les parties actives du moteur et de l'accouplement après assemblage.

On aperçoit les roulements permettant de mettre en rotation l'inducteur supraconducteur et le rotor à aimants permanents, ainsi que les bagues utilisées pour alimenter en courant continu les bobinages supraconducteurs.

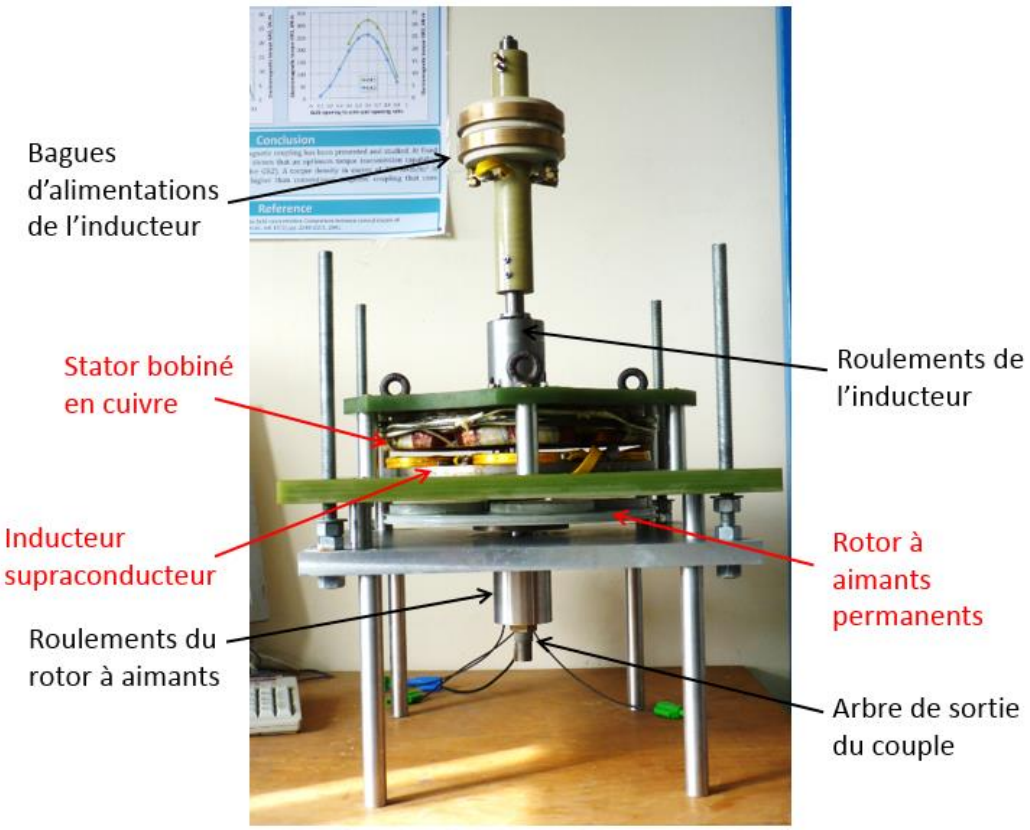


Figure 5-18 Assemblage des parties actives.

5.3.2 Instrumentations et entrainement

La Figure 5-19 est une photographie du banc de test du prototype.

Pour connaitre les positions de l'inducteur supraconducteur et du rotor à aimants, deux codeurs incrémentaux 4096 points ont été utilisés. Ils permettent de mesurer un angle avec une précision de $0{,}088$ degré. L'acquisition sur ordinateur se fait par l'intermédiaire d'une carte d'acquisition dSPACE®.

Les mesures de couples statiques sont obtenues par le biais d'un capteur de couple possédant une plage de mesure allant de $1{,}5\ N.m$ à $30\ N.m$ avec une précision garantie par le fabricant de $0{,}77\ \%$

Une machine à courant continu à excitation indépendante (MCC) est utilisée pour entrainer le rotor à aimants permanents. La connexion entre la MCC et le rotor à aimants permanents est assurée par un accouplement mécanique.

La MCC a une puissance utile de $4{,}1\ kW$ à une vitesse de $840\ tr/min$. Au point de fonctionnement nominal, la tension d'alimentation de l'induit est de $460\ V$ pour un courant de $14\ A$.

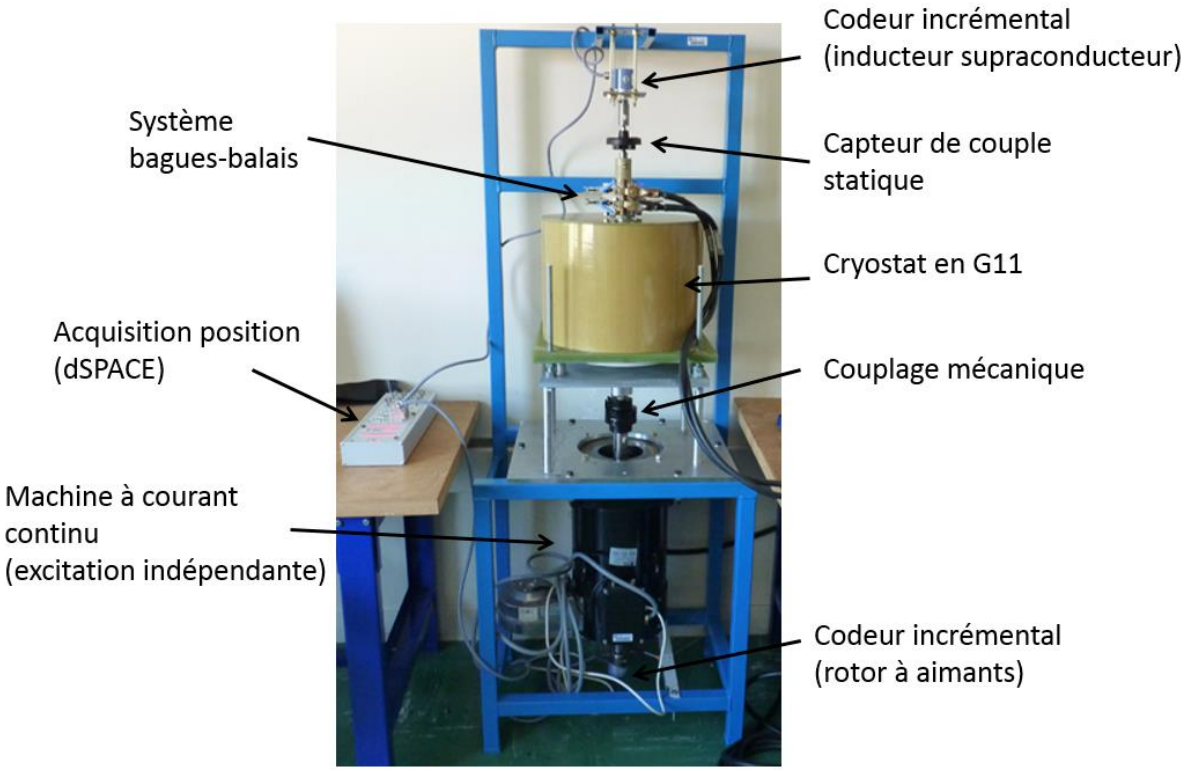


Figure 5-19 Vue d'ensemble du prototype.

5.4 Résultats expérimentaux

Les mesures effectuées sont comparées aux résultats issus de calculs par éléments finis (COMSOL MULTIPHYSICS ®).

Deux types d'essais ont été menés :

- **Des essais statiques** nous ont permis de faire une mise en fonctionnement progressive du prototype. Nous avons dans un premier temps vérifié le bon fonctionnement des bobines supraconductrices en relevant les caractéristiques électriques $U(I)$.
  Nous avons également mesuré le couple statique en fonction de l'angle interne de l'accouplement et du moteur.

- **Des essais de la machine en génératrice** (à vide et en court-circuit) nous ont permis de déterminer les paramètres du modèle de Behn-Eschenburg. Nous avons terminé la campagne de mesures par un essai en charge de la machine, ce qui nous permet de valider le principe de conversion électromécanique de l'énergie.

Les courants d'alimentation des trois phases de l'induit et de l'inducteur sont notés : I_1, I_2, I_3 et I_e respectivement.

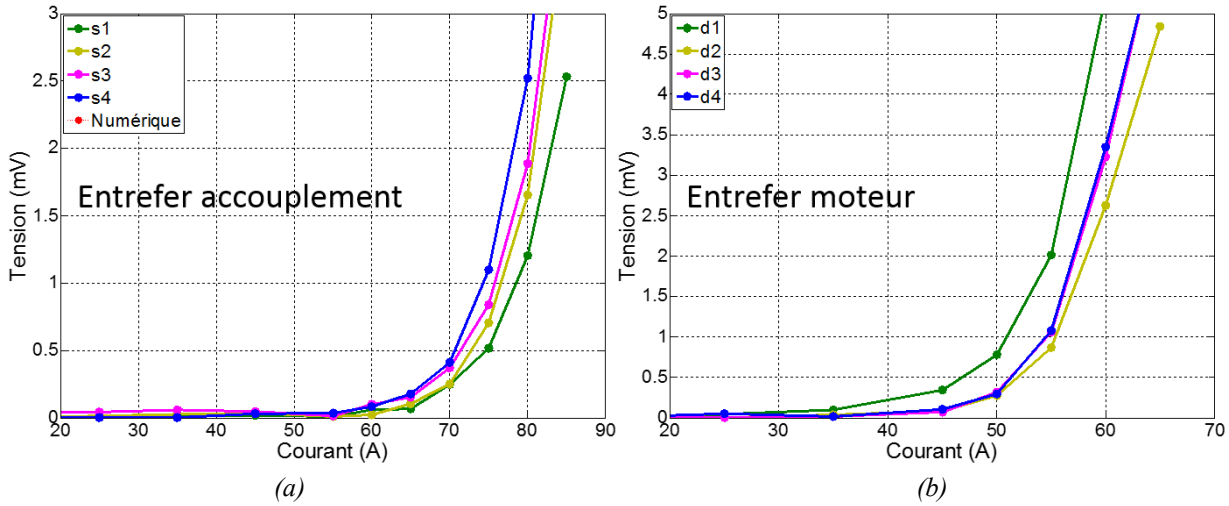
5.4.1 Caractérisation des bobines supraconductrices

La caractérisation électrique des bobines supraconductrices consiste à relever leur courbe $U(I)$. Ces mesures permettent de vérifier le bon fonctionnement des bobines après intégration dans le moteur et l'accouplement.

Lors de ces mesures, nous limiterons par précaution les courants d'alimentation à $130\ \%$ des courants de fonctionnement calculés (Figure 5-11), soit $65\ A$ pour les bobines côté moteur et $85\ A$ pour les bobines côté accouplement.

La Figure 5-20 présente les caractéristiques $U(I)$ des bobines supraconductrices présentes dans l'entrefer de l'accouplement ($s1, s2, s3$ et $s4$) et dans l'entrefer du moteur ($d1, d2, d3$ et $d4$) dans la position à couple nulle. Les enroulements triphasés du stator sont alimentés avec les courants : $I_1 = 7{,}5\ A$, $I_2 = -3{,}75\ A$ et $I_3 = -3{,}75\ A$.

Les allures quasi identiques des caractéristiques $U(I)$ témoignent du bon fonctionnement des bobines supraconductrices.



(a) *(b)*

Figure 5-20 Caractéristiques $U(I)$ des bobines supraconductrices (a) entrefer de l'accouplement magnétique (b) entrefer du moteur.

5.4.2 Mesures du couple statique

La Figure 5-21 décrit la méthode de mesure du couple. Un bras de levier se déplace (par application d'une force) ce qui fait varier l'angle interne et le couple. L'angle interne est directement obtenu par le codeur incrémental. La mesure du couple statique de l'accouplement nécessite le blocage du rotor à aimants permanents.

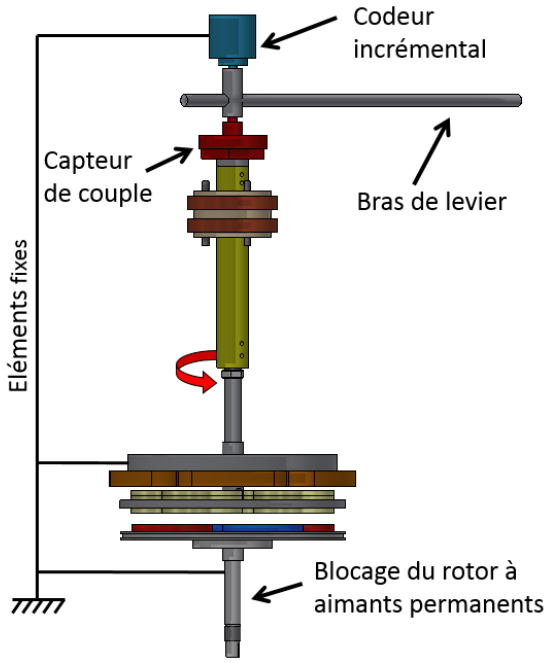


Figure 5-21 Mesures de couple statique.

Les mesures des couples statiques du moteur et de l'accouplement sont indépendantes. Les trois phases du stator sont alimentées par des courants continus : $I_1 = 7{,}5\ A, I_2 = -3{,}75\ A$ et $I_3 = -3{,}75\ A$.

La Figure 5-22 présente les mesures de couple statique en fonction de l'angle interne pour deux valeurs de courant d'excitation($I_e = 25\ A$ et $45\ A$). Les entrefers de l'accouplement et du moteur sont respectivement de $20\ mm$ et de $5\ mm$.

On constate une concordance correcte entre les mesures et les simulations numériques. L'écart relatif n'excède pas 15 %.

Les écarts sont dus à des imprécisions lors des mesures. L'incertitude la plus élevée se trouve au niveau de la mesure de l'angle interne. En effet, nous observons sur la Figure 5-23 que le capteur de couple se trouvant entre le codeur incrémental et l'arbre de l'inducteur possède des défauts d'ajustements qui sont à l'origine des jeux mécaniques.

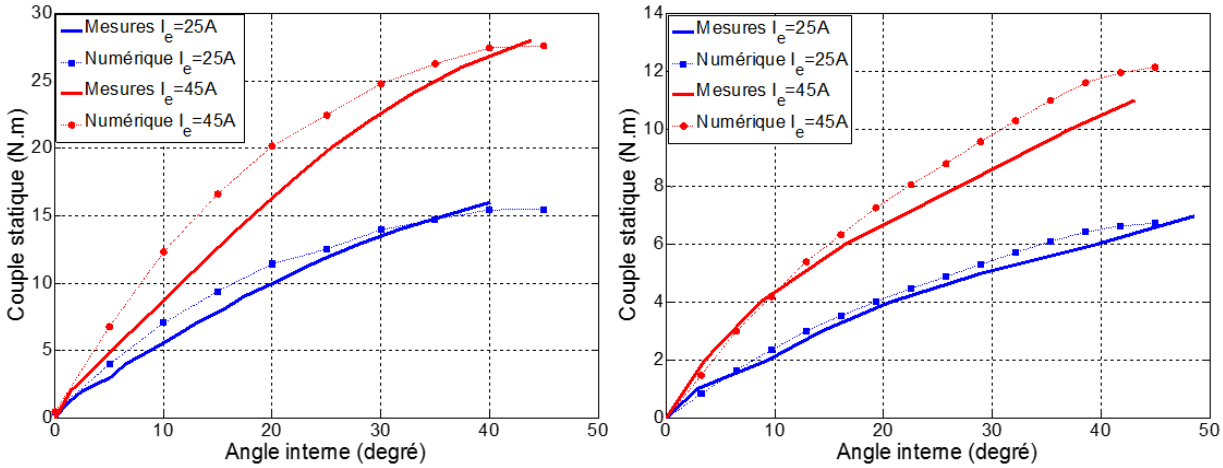


Figure 5-22 Couple statique en fonction de l'angle interne (a) accouplement (b) moteur.

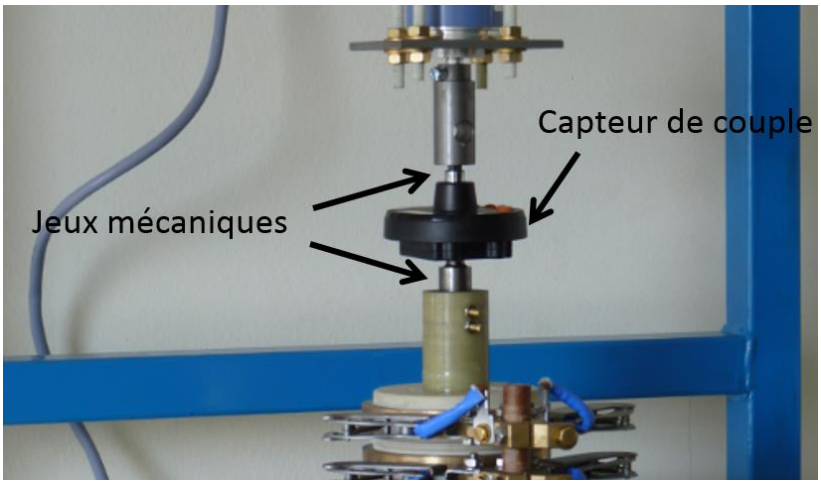


Figure 5-23 Imprécisions lors de la mesure de l'angle interne.

5.4.3 Essai en générateur

Dans cette partie, nous proposons d'étudier la machine en génératrice autonome. Pour ce faire, nous entrainerons la machine avec un moteur à courant continu (Figure 5-19). Ces tests permettent d'identifier les paramètres du modèle équivalent électrique et de valider le principe de conversion électromécanique.

5.4.3.1 Essais à vide et en court-circuit

Les essais à vide et en court-circuit de la machine nous permettent d'identifier les paramètres du schéma équivalent électrique (modèle de Behn-Eschenburg) présenté sur la Figure 5-24. Ces essais ont été effectués à une vitesse de $250\ tr/min$ pour limiter l'usure des balais et des roulements dégraissés (noyés dans l'azote liquide).

Hypothèse du modèle: ce modèle est basé sur l'hypothèse du 1er harmonique d'espace. Les courants d'alimentation de l'induit et les champs magnétiques dans l'entrefer sont ainsi considérés comme parfaitement sinusoïdaux. De plus, la saturation des culasses magnétiques n'est pas prise en compte.

Dans le cas de notre machine, la présence de grands entrefers et l'absence d'encochage ferromagnétique permettent un bon filtrage des harmoniques d'espace. De plus, la machine a été dimensionnée pour écarter tout comportement non linéaire lié à la saturation du fer. De ce fait, l'utilisation du modèle de Behn-Eschenburg convient parfaitement.

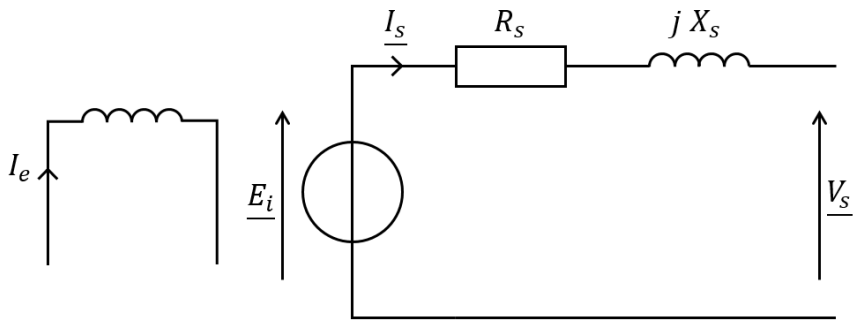


Figure 5-24 Modèle équivalent de Behn-Eschenburg de la machine synchrone en mode générateur.

Paramètres du modèle :

$\underline{\mathbf{E_i}}$: Force électromotrice induite au stator ($f.e.m$).

$\underline{\boldsymbol{I_s}}$: Courant dans une phase du stator.

$\underline{\boldsymbol{V_s}}$: Tension simple aux bornes du moteur (couplage Y).

$\boldsymbol{R_s}$: Résistance d'une phase du stator (Ω).

$\boldsymbol{X_s}$: Réactance synchrone (Ω).

La résistance d'une phase du stator est mesurée par un essai volt ampèremétrique ($\mathrm{R_s} \approx 0.82\ \Omega$).

- *Essai à vide*

Lors de cet essai, aucune charge n'est connectée aux bornes de l'induit. L'amplitude de la $f.e.m$ est alors directement mesurable par un voltmètre entre la phase et le point neutre.

La Figure 5-25 présente la forme de la tension induite aux bornes d'une phase du stator à $500\ tr/min$ avec un courant d'excitation $I_e = 50A$.

Le calcul numérique de la *fem* est obtenu en dérivant le flux magnétique vu par une bobine statorique en fonction de la position du rotor. Les résultats de la simulation et de l'expérimentation sont relativement proches.

La *fem* par phase contient un harmonique 3 de l'ordre de $12\ \%$ et un harmonique 5 d'environ $5\ \%$. La présence de ces harmoniques est due à la simplicité du schéma de bobinage statorique qui ne permet pas un bon filtrage des harmoniques de la *fem*.

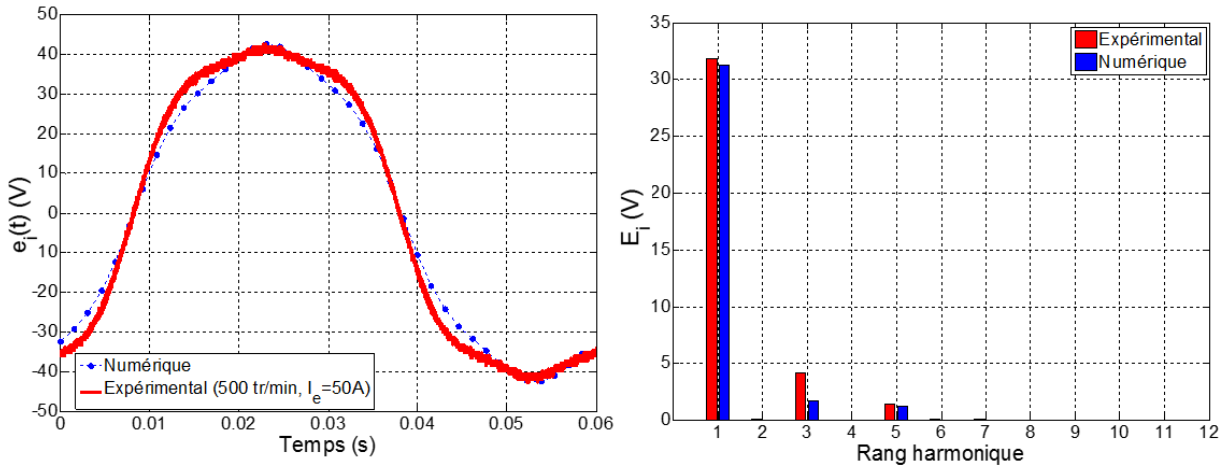


Figure 5-25 $f.e.m$ aux bornes d'une phase à $500\ tr/min$ et $I_e = 50A$.

La Figure 5-26 présente toute la caractéristique $\mathrm{E_i}(I_e)$. Elle peut être assimilée à une droite et correspond parfaitement aux résultats calculés par éléments finis.

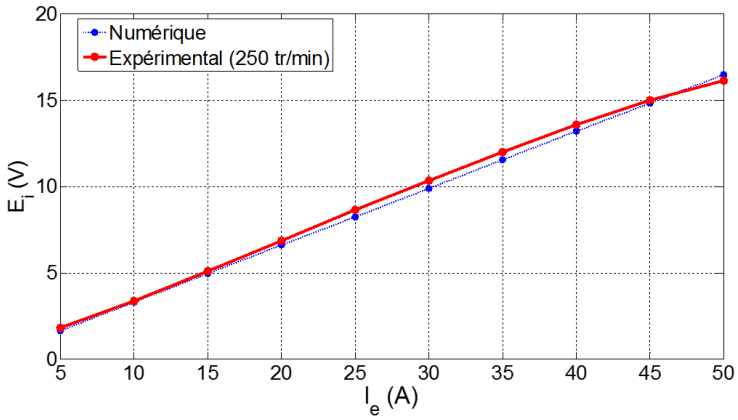


Figure 5-26 Essai à vide à $250\ tr/min$.

- *Essai en court-circuit*

Lors de cet essai, les bornes du stator sont court-circuitées. La valeur efficace du courant circulant dans les enroulements du stator est notée I_{cc}. Il est déterminé en écrivant :

$$I_{cc} = \frac{E_i}{\sqrt{{R_s}^2 + {X_s}^2}} \qquad 5\text{-}1$$

$$X_s = w_s\, L_{sc} = w_s\, (L_s - M_s)$$

Avec L_{sc}, l'inductance cyclique calculée à partir de l'inductance propre d'une phase au stator (L_s) et l'inductance mutuelle entre deux phases du stator (M_s).

Les paramètres L_s et M_s ont été calculés par éléments finis. On obtient: $L_s = 26{,}7\ mH$ et $M_s = -7\ mH$. La réactance synchrone vaut ainsi $X_s = 1{,}78\ \Omega$ quand le moteur tourne à $250\ tr/min$, soit $w_s = 52.36\ rd/s$.

La Figure 5-27 compare les résultats de 5-1 obtenus avec les paramètres calculés numériquement avec les mesures expérimentales à une vitesse de rotation de $250\ tr/min$.

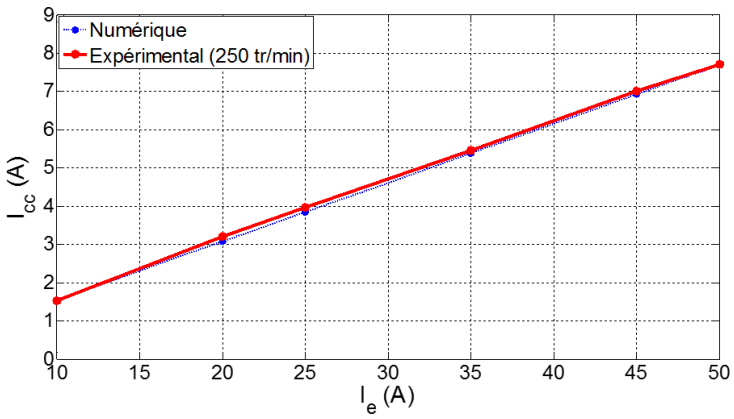


Figure 5-27 Essai en court-circuit à $250\ tr/min$.

Finalement, en utilisant l'équation 5-1, nous pouvons déduire la réactance synchrone réelle de la machine. On obtient ainsi X_s égale à $1{,}98\ \Omega$ ce qui fait une erreur de $10\ \%$ par rapport à la simulation.

Tableau 18 Résistance et Inductances de la machine.

	Description	Unité	Numérique	Expérimental
L_s	Inductance d'une phase du stator	*mH*	26,7	-
M_s	Mutuelle entre deux phases du stator	*mH*	-7	-
X_s	Réactance synchrone à $250\ tr/min$	Ω	1,78	1,98
R_s	Résistance d'une phase	Ω	-	0,82

5.4.3.2 Essai en charge

Un banc de charge résistive (triphasée et équilibrée) est connecté aux bornes du stator. À vitesse constante, nous augmentons la puissance dissipée dans la charge et nous mesurons la tension et le courant par phase.

La Figure 5-28 présente les caractéristiques de la tension simple en fonction du courant dans la charge pour les vitesses de 250 et $500\ tr/\ min$ et un courant d'excitation $I_e = 50\ A$. Les résultats numériques sont ceux issus du diagramme de Behn-Eschenburg dont les paramètres sont calculés par EF. On constate une très bonne concordance entre les mesures et les calculs.

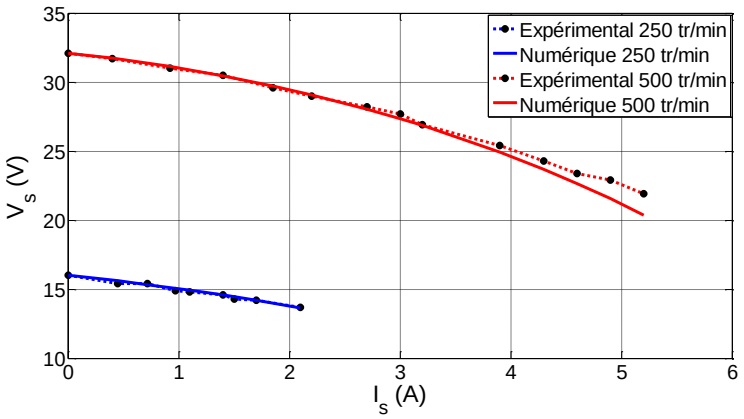


Figure 5-28 Essai en charge sur charge résistive ($I_e = 50\ A$).

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons conçu et réalisé un prototype à échelle réduite d'un moteur supraconducteur à flux axial incluant un accouplement magnétique supraconducteur. Ce prototype est le premier au niveau du laboratoire GREEN à posséder un inducteur supraconducteur tournant et transmettant le couple sans contact à travers un accouplement magnétique.

Nous avons dimensionné le prototype à partir d'un cahier des charges imposant un diamètre maximal de $30\ cm$, une vitesse de $500\ tr/min$ et un refroidissement à l'azote liquide. Pour cela, deux modèles numériques ont été développés pour modéliser le moteur et l'accouplement. Les dessins techniques ont été réalisés sur un logiciel de dessin en 3D.

La fabrication des bobinages de l'inducteur et du stator, ainsi que l'assemblage mécanique ont été entièrement réalisés au sein du laboratoire. L'instrumentation a été choisie et adaptée pour simplifier l'acquisition des mesures expérimentales.

La première mise en fonctionnement du prototype s'est faite de manière progressive. Nous avons dans un premier temps, vérifié le bon fonctionnement des bobines supraconductrices en relevant leurs caractéristiques électriques. Ensuite, nous avons effectué des mesures de couple statique dont les valeurs sont conformes à celles issues du calcul par EF 3D. Puis pour finir, nous avons identifié les paramètres du modèle équivalent de la machine à travers les essais à vide et en court-circuit et validé le principe de la conversion électromécanique par un essai en charge.

Conclusion générale

Les travaux menés dans le cadre de cette thèse portent sur l'étude d'un moteur supraconducteur HTc à flux axial à fort couple volumique. L'originalité de cette topologie se situe au niveau de la transmission du couple électromagnétique de l'inducteur froid vers la charge à température ambiante. Nous proposons de remplacer les « torques tubes », habituellement utilisés pour lier mécaniquement l'inducteur à l'arbre du moteur, par un accouplement magnétique supraconducteur. Le caractère sans contact de la transmission permet de réduire les pertes thermiques par conduction, offre une protection intrinsèque contre les surcharges causées lors d'un défaut et réduit les vibrations.

Pour mener à bien cette étude, nous avons développé un modèle analytique 3D du moteur et de l'accouplement permettant de calculer, en fonction des dimensions géométriques et des caractéristiques des matériaux, l'induction magnétique, le couple et la force axiale. Ce modèle est basé sur la résolution des équations de Maxwell par la méthode de séparation des variables et sur une technique de linéarisation au rayon moyen de la structure. Cet outil analytique a été validé par comparaison aux éléments finis et par une expérimentation. Les faibles temps de calcul et les résultats quasi-identiques à ceux du modèle EF témoignent de son efficacité.

Nous avons montré que le calcul du courant de fonctionnement d'une bobine supraconductrice dépend de son environnement magnétique, de sa température et des contraintes mécaniques (rayon de courbure critique, contrainte de traction critique, …). À température fixée, nous avons présenté deux méthodes de calcul du courant de fonctionnement d'une bobine, qui tient compte des composantes perpendiculaires et parallèles du champ magnétique. D'un point de vue expérimental, nous avons présenté la réalisation de bobines BSCCO simple et double couche. Le relevé des caractéristiques électriques à l'azote liquide a validé leur bon fonctionnement.

L'outil analytique et la méthode de calcul du courant de fonctionnement des bobines supraconductrices ont été intégrés dans un algorithme génétique pour dimensionner une machine de $5\ MW$ à $100\ tr/min$. Cela nous a permis d'obtenir un point de fonctionnement optimal qui a été comparé aux performances des machines électriques conventionnelles. Nous avons constaté un gain important en couple volumique, qui est 2 à $3{,}5$ fois supérieur que celui d'une machine classique. De plus, nous avons montré que l'accouplement était très compact par rapport à la taille du moteur et qu'il nécessitait une longueur de fil supraconducteur très faible ($8\ \%$ de la longueur totale de fil).

Finalement, nous avons conçu un prototype à échelle réduite refroidi à l'azote liquide. La conception, la réalisation et les tests ont été effectués au sein du laboratoire. Nous avons, par l'intermédiaire de tests statiques et de tests en rotation, confirmé le principe de conversion électromécanique et validé les modèles numériques utilisés pour le dimensionnement.

L'utilisation de matériau supraconducteur dans les applications en électrotechnique n'est qu'à ses débuts. On peut imaginer que l'amélioration des performances et la réduction des coûts de fabrication des fils supraconducteurs les rendront, dans un futur proche, attractifs pour diverses applications industrielles.

Il faudrait compléter cette étude en analysant le comportement du système dans le cas de régime transitoire, ou encore, d'étudier l'influence des champs magnétiques variables appliqués sur les bobines supraconductrices. Ces variations auraient pour origine la commande du moteur par MLI (Modulation Largeur Impulsion) ou les variations de charges.

Pour la topologie de machine considérée dans cette thèse, il serait intéressant de réaliser une machine de quelques centaines de kW. Cela permettrait au Laboratoire GREEN d'acquérir de nouveaux savoir-faire dans l'étude, la conception et la réalisation de machines électriques de très fortes puissances.

Références bibliographiques

[Ail06] E. H. AILAM, « Machine synchrone à plots supraconducteurs : Etude et réalisation », Génie Electrique, Henri Poincaré, Nancy-I, 2006.

[Alh15] R. ALHASAN, «Etude et réalisation d'une nouvelle structure d'un moteur synchrone supraconducteur», Génie Electrique, Université de Lorraine, 2015.

[Ams] http://www.amsc.com, fabricant de fil de type YBCO.

[App] http://appliedsc.epfl.ch/ Températures critiques des éléments supraconducteurs

[Arc] http://corporate.arcelormittal.com, entreprise métallurgique.

[Asn90] ASNER, A., PERIN, R., WENGER, S., *et al.* First Nb3Sn, 1m long Superconducting Dipole Model Magnets for LHC break the 10 Tesla Field threshold. In : *11th International Conference on Magnet Technology (MT-11)*. Springer Netherlands, 1990. p. 36-41.

[Aya08] AYAI, N., KOBAYASHI, S., KIKUCHI, M., *et al.* Progress in performance of DI-BSCCO family. *Physica C: Superconductivity*, 2008, vol. 468, no 15, p. 1747-1752.

[Aya09] AYAI, Naoki, YAMAZAKI, Kouhei, KIKUCHI, Masashi, *et al.* Electrical and mechanical properties of DI-BSCCO type HT reinforced with metallic sheathes.*Applied Superconductivity, IEEE Transactions on*, 2009, vol. 19, no 3, p. 3014-3017.

[Azz05] AZZOUZI, Jaouad, BARAKAT, Georges, et DAKYO, Brayima. Quasi-3-D analytical modeling of the magnetic field of an axial flux permanent-magnet synchronous machine. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 2005, vol. 20, no 4, p. 746-752.

[Bab02] BABIC, Slobodan, AKYEL, Cevdet, SALON, Sheppard J., *et al.* New expressions for calculating the magnetic field created by radial current in massive disks. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 2002, vol. 38, no 2, p. 497-500.

[Bar12] DE LA BARRIERE, O., HLIOUI, S., BEN AHMED, H., *et al.* 3-D formal resolution of Maxwell equations for the computation of the no-load flux in an axial flux permanent-magnet synchronous machine. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 2012, vol. 48, no 1, p. 128-136.

[Bel14] L. BELGUERRAS, «Etudes Théoriques et Expérimentales d'Accouplements Magnétiques Supraconducteurs», Génie Electrique, Université de Lorraine, 2014.

[Ben11] BENDALI, Sofiane, MALÉ, Gaël, MOULIN, Renaud, *et al.* Moteurs supraconducteurs. Etat de l'art. *REE. Revue de l'électricité et de l'électronique*, 2011, no 6, p. 80-92.

[Ben12] S. BENDALI, « *Dimensionnement d'un moteur supraconducteur HTc* », Génie Electrique, université Henri Poincaré, Nancy-I, 2012.

[Ber08] BERGER, Kévin, GUÉRIN, Christophe, LÉVÊQUE, J., *et al.* Comparaison de Différents Outils de Calcul pour la Modélisation des Supraconducteurs. In :*MGE 2008: Matériaux du Génie Electrique*. 2008. p. .

[Bes08] LE BESNERAIS, J., LANFRANCHI, V., HECQUET, M., *et al.* Multiobjective optimization of induction machines including mixed variables and noise minimization. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 2008, vol. 44, no 6, p. 1102-1105.

[Bru] http://www.bruker.com, fabricant de fil de type YBCO.

[Cha09] CHAN, Tze-Fun et LAI, Loi Lei. Computation of air-gap field in an axial-flux permanent-magnet machine using the method of images. In : *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*. 2009. p. 1647-1651.

[Cha99] CHARPENTIER, J. F. et LEMARQUAND, G. Study of permanent-magnet couplings with progressive magnetization using an analytical formulation.*Magnetics, IEEE Transactions on*, 1999, vol. 35, no 5, p. 4206-4217.

[Cho13] CHOI, Jang-Young, SHIN, Hyeon-Jae, JANG, Seok-Myeong, *et al.* Torque analysis and measurements of cylindrical air-gap synchronous permanent magnet couplings based on analytical magnetic field calculations. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 2013, vol. 49, no 7, p. 3921-3924.

[Col] http://www.columbussuperconductors.com

[Deb02] DEB, Kalyanmoy, PRATAP, Amrit, AGARWAL, Sameer, *et al.* A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II. *Evolutionary Computation, IEEE Transactions on*, 2002, vol. 6, no 2, p. 182-197.

[Dex] http://www.dextermag.com, fabricant d'accouplement magnétique.

[Dol14a] DOLISY, Bastien, LUBIN, Thierry, MEZANI, Smail, *et al.* Three-Dimensional Analytical Model for an Axial-Field Magnetic Coupling. *Progress In Electromagnetics Research M*, 2014, vol. 35, p. 173-182.

[Dol14b] DOLISY, Bastien, MEZANI, Smail, LUBIN, Thierry, *et al.* Modélisation analytique 3D d'un accouplement supraconducteur à flux axial. In : *Jeunes Chercheurs en Génie Électrique (JCGE'14)*. 2014. p. 1-10.

[Dub00] DUBOIS, M. R., POLINDER, H., et FERREIRA, J. A. Comparison of generator topologies for direct-drive wind turbines. In : *Proceedings of IEEE Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (Norpie 2000), Aalborg, Denmark*. 2000. p. 22-26.

[Dub09] DUBAS, Frédéric, SARI, Ali, KAUFFMANN, J.-M., *et al.* Cogging torque evaluation through a magnetic field analytical computation in permanent magnet motors. In : *Electrical Machines and Systems, 2009. ICEMS 2009. International Conference on*. IEEE, 2009. p. 1-5.

[Dur68] DURAND, E. Magnétostatique Masson et Cie. 1968.

[Ene10] http://energie.wallonie.be/servlet/Repository/dai-fichesureindustriereacteurschimiques.pdf?ID=16795&saveFile=true, exemple d'application des accouplements magnétiques

[Evi] http://www.evico.de, fabricant de fil et pastille de type YBCO.

[Fur93] FURLANI, E. P. Formulas for the force and torque of axial couplings.*Magnetics, IEEE Transactions on*, 1993, vol. 29, no 5, p. 2295-2301..

[Gam11] GAMBLE, Bruce, SNITCHLER, Greg, et MACDONALD, Tim. Full power test of a 36.5 MW HTS propulsion motor. *Applied Superconductivity, IEEE Transactions on*, 2011, vol. 21, no 3, p. 1083-1088.

[Ge] http://www.ge.com, enterprise d'ingénierie électrique.

[Glo] http://www.global-sei.com, fabricant de fil de type BSCCO.

[Jan11] JANNOT, Xavier, VANNIER, J.-C., MARCHAND, Claude, *et al.* Multiphysic modeling of a high-speed interior permanent-magnet synchronous machine for a multiobjective optimal design. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 2011, vol. 26, no 2, p. 457-467.

[Kik08] KIKUCHI, Masashi, AYAI, Naoki, ISHIDA, Tomonobu, *et al.* Development of new types of DI-BSCCO wire. *SEI TECHNICAL REVIEW-ENGLISH EDITION-*, 2008, vol. 66, p. 73.

[Kim62] KIM, Y. B., HEMPSTEAD, C. F., et STRNAD, A. R. Critical persistent currents in hard superconductors. *Phys. Rev. Letters*, 1962, vol. 9.

[Kit] http://www.kitano-seiki.co.jp.

[Kit05] KITAGUCHI, H. et KUMAKURA, H. Superconducting and mechanical performance and the strain effects of a multifilamentary MgB2/Ni tape.Superconductor Science and Technology, 2005, vol. 18, no 12, p. S284.

[Ktr] http://www.ktr.com Fabricant d'accouplements magnétiques

[Kum05] KUMMETH, P., FRANK, M., NICK, W., et al. Development of synchronous machines with HTS rotor. Physica C: Superconductivity, 2005, vol. 426, p. 1358-1364.

[Kur04] KURUSU, T., ONO, M., HANAI, S., *et al.* A cryocooler-cooled 19 T superconducting magnet with 52 mm room temperature bore. *Applied Superconductivity, IEEE Transactions on*, 2004, vol. 14, no 2, p. 393-396.

[Lap07] LAPORTE, B. Machines électriques tournantes. 2007.

[Lin08] LIN, Wang Yu, KUAN, Liu Pin, JUN, Wu, *et al.* Near-optimal design and 3-D finite element analysis of multiple sets of radial magnetic couplings.*Magnetics, IEEE Transactions on*, 2008, vol. 44, no 12, p. 4747-4753.

[Lub12] LUBIN, Thierry, MEZANI, Smail, et REZZOUG, Abderrezak. Simple analytical expressions for the force and torque of axial magnetic couplings. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 2012, vol. 27, no 2, p. 536-546.

[Lub14] LUBIN, Thierry, MEZANI, Smail, et REZZOUG, Abderrezak. Experimental and Theoretical Analyses of Axial Magnetic Coupling Under Steady-State and Transient Operations. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 2014, vol. 61, no 8, p. 4356-4365.

[Mal12] G. MALE, « *Étude d'une structure d'inducteur supraconducteur à modulation de champ magnétique* », Génie Electrique, université Henri Poincaré, Nancy-I, 2012.

[Mal99] MALOZEMOFF, A. P., CARTER, W., FLESHLER, S., *et al.* HTS wire at commercial performance levels. *Applied Superconductivity, IEEE Transactions on*, 1999, vol. 9, no 2, p. 2469-2473.

[Mas02] P. MASSON, «Étude d'écrans supraconducteurs à haute température critique massifs. Application à la réalisation d'une machine électrique de conception originale», Génie Electrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, 2002.

[Mas07] MASSON, Philippe J., BRESCHI, Marco, TIXADOR, Pascal, *et al.* Design of HTS axial flux motor for aircraft propulsion. *Applied Superconductivity, IEEE Transactions on*, 2007, vol. 17, no 2, p. 1533-1536.

[Mat08] MATSUMOTO, Shinji, CHOI, Seyong, KIYOSHI, Tsukasa, *et al.* Hoop Stress Tests of Bi-2223 Coils. *Applied Superconductivity, IEEE Transactions on*, 2008, vol. 18, no 2, p. 1224-1227.

[Mer] https://www.mersen.com, fabricant de système bagues-balais.

[Mik06] MIKI, M., TOKURA, S., HAYAKAWA, H., et al. Development of a synchronous motor with Gd–Ba–Cu–O bulk superconductors as pole-field magnets for propulsion system. Superconductor Science and Technology, 2006, vol. 19, no 7, p. S494.

[Mos05] AL-MOSAWI, Maitham K., BEDUZ, C., et YANG, Y. Construction of a 100 kVA high temperature superconducting synchronous generator. Applied Superconductivity, IEEE Transactions on, 2005, vol. 15, no 2, p. 2182-2185.

[Mou10] R. MOULIN, « Dimensionnements et essais de moteurs supraconducteurs », Génie Electrique, université Henri Poincaré, Nancy-I, 2010.

[Nic02] NICK, W., NEROWSKI, G., NEUMÜLLER, H.-W., *et al.* 380 kW synchronous machine with HTS rotor windings—development at Siemens and first test results. *Physica C: Superconductivity*, 2002, vol. 372, p. 1506-1512.

[Par05] PARVIAINEN, Asko, *et al.* Design of axial-flux permanent-magnet low-speed machines and performance comparison between radial-flux and axial-flux machines. *Acta Universitatis Lappeenrantaensis*, 2005.

[Pow] http://www.superpower-inc.com, fabricant de fil de type YBCO.

[Rak07] RAKOTOARISON, Harijaona Lalao, YONNET, Jean-Paul, et DELINCHANT, Benoît. Using coulombian approach for modeling scalar potential and magnetic field of a permanent magnet with radial polarization. In : *IEEE Transactions on Magnetics*. 2007. p. 1261-1264.

[Rav09] RAVAUD, Romain et LEMARQUAND, Guy. Comparison of the coulombian and amperian current models for calculating the magnetic field produced by radially magnetized arc-shaped permanent magnets. *PIER-Progress In Electromagnetics Research*, 2009, vol. 95, p. 309.

[Rav10] RAVAUD, R., LEMARQUAND, G., BABIC, S., *et al.* Cylindrical magnets and coils: Fields, forces, and inductances. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 2010, vol. 46, no 9, p. 3585-3590.

[Ren] http://www.renewableenergyworld.com

[Ren03] RENNER, Gábor et EKÁRT, Anikó. Genetic algorithms in computer aided design. *Computer-Aided Design*, 2003, vol. 35, no 8, p. 709-726.

[Rez87] A. Rezzoug, " Machine synchrone à plots ferromagnétiques aimantés à saturation par une bobine supraconductrice : Aspects théoriques et expérimentaux ", Thèse d'état, INPL, 1987.

[Rhu] http://personal.rhul.ac.uk/UHAP/027/PH2130/PH2130_files/lapeq.pdf

[Rik] http://www.riken.jp

[Rub13] RUBECK, Christophe, YONNET, J., ALLAG, Hicham, *et al.* Analytical calculation of magnet systems: Magnetic field created by charged triangles and polyhedra. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 2013, vol. 49, no 1, p. 144-147.

[Sie] http://www.siemens.com, enterprise d'ingénierie électrique.

[Sme11] SMEETS, J. P. C., OVERBOOM, T. T., JANSEN, J. W., *et al.* Three-dimensional magnetic field modeling for coupling calculation between air-cored rectangular coils. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 2011, vol. 47, no 10, p. 2935-2938.

[Sme12] SMEETS, J. P. C., OVERBOOM, T. T., JANSEN, J. W., *et al.* Mode-matching technique applied to three-dimensional magnetic field modeling. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 2012, vol. 48, no 11, p. 3383-3386.

[Spe] spectrum.ieee.org

[Ste97] STEIN, J., PLANTS, Fossil Power, AUTOMATION, Rockwell, *et al.* Electric Motors Using High Temperature Superconducting Materials Applied to Power Generating Station Equipment. 1997.

[Sug07] SUGIMOTO, Hidehiko, TSUDA, Teppei, MORISHITA, Takaya, *et al.*Development of an axial flux type PM synchronous motor with the liquid nitrogen cooled HTS armature windings. *Applied Superconductivity, IEEE Transactions on*, 2007, vol. 17, no 2, p. 1637-1640.

[Sun11] SUNWONG, Prapaiwan, HIGGINS, Joshua S., et HAMPSHIRE, Damian P. Angular, temperature, and strain dependencies of the critical current of DI-BSCCO tapes in high magnetic fields. *Applied Superconductivity, IEEE Transactions on*, 2011, vol. 21, no 3, p. 2840-2844.

[Supe] http://www.superconductors.free.fr

[Supf] http://www.supraconductivite.fr

[Supr] http://www.supraconductrivite.webuda.com

[Tec] http://www.techniques-ingenieur.fr

[Tie12] TIEGNA, Huguette, BELLARA, Adel, AMARA, Yacine, *et al.* Analytical modeling of the open-circuit magnetic field in axial flux permanent-magnet machines with semi-closed slots. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 2012, vol. 48, no 3, p. 1212-1226.

[Tix07a] TIXADOR, Pascal. *Principales applications des supraconducteurs*. Ed. Techniques Ingénieur, 2007.

[Tix07b] TIXADOR, Pascal, DAVID, Gilles, CHEVALIER, Thierry, *et al.* Thermal-electromagnetic modeling of superconductors. *Cryogenics*, 2007, vol. 47, no 11, p. 539-545.

[Tom03] TOMITA, Masaru et MURAKAMI, Masato. High-temperature superconductor bulk magnets that can trap magnetic fields of over 17 tesla at 29 K. *Nature*, 2003, vol. 421, no 6922, p. 517-520.

[Ume10] UMEMOTO, K., AIZAWA, K., YOKOYAMA, M., *et al.* Development of 1 MW-class HTS motor for podded ship propulsion system. In : *Journal of Physics: Conference Series*. IOP Publishing, 2010. p. 032060.

[Ume10] UMEMOTO, K., AIZAWA, K., YOKOYAMA, M., *et al.* Development of 1 MW-class HTS motor for podded ship propulsion system. In : *Journal of Physics: Conference Series*. IOP Publishing, 2010. p. 032060.

[URA90] URANKAR, L. Vector potential and magnetic field of current-carrying circular finite arc segment in analytical form. V. Polygon cross section. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 1990, vol. 26, no 3, p. 1171-1180.

[Wu97] WU, W., LOVATT, H. C., et DUNLOP, J. B. Analysis and design optimisation of magnetic couplings using 3D finite element modelling. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 1997, vol. 33, no 5, p. 4083-4094.

[Yao95] YAO, Yeong-Der, CHIOU, Gwo-Ji, HUANG, Der-Ray, *et al.* Theoretical computations for the torque of magnetic coupling. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 1995, vol. 31, no 3, p. 1881-1884.

[Yon93] YONNET, J.-P., HEMMERLIN, S., RULLIERE, E., *et al.* Analytical calculation of permanent magnet couplings. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 1993, vol. 29, no 6, p. 2932-2934.

[Zha03] ZHANG, Guo Min, LIN, Liang Zhen, XIAO, Li Ye, *et al.* A theoretical model for the angular dependence of the critical current of BSCCO/Ag tapes. *Physica C: Superconductivity*, 2003, vol. 390, no 4, p. 321-324.

[Zha13] ZHANG, Yifei, LEHNER, Traute, FUKUSHIMA, Toru, *et al.* Progress in production and performance of second generation (2G) HTS wire for practical applications. In : *Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices (ASEMD), 2013 IEEE International Conference on*. IEEE, 2013. p. 557-558.

[Zhi98] ZHILICHEV, Yuriy N. Three-dimensional analytic model of permanent magnet axial flux machine. *IEEE transactions on magnetics*, 1998, vol. 34, no 6.

Annexes

- *A.1 : Expressions de $J_x(x,y)$ et $J_y(x,y)$ par décomposition en série de Fourier dans le plan (x,y) (Figure 2-12)*

- Bobines supraconductrices :

$$H_x(x) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{w_n\, D_x} sin(w_n\, lbx)\ cos(w_n\, x)$$

$$H_y(x) = \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{2}{w_n\, D_x}\ [cos(w_n\, lbx_{ext}) - cos(w_n\, lbx_{int})]\ sin(w_n\, x)$$

$$K_x(y) = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2}{w_m\, D_y}\ [cos(w_m\, lby_{ext}) - cos(w_m\, lby_{int})]\ sin(w_m\, y)$$

$$K_y(y) = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2}{w_m\, D_y} sin(w_m\, lby)\ cos(w_m\, y)$$

A-1

$$J_x(x,y) = \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty} J_{nmx}\ cos(w_n\, x)\ sin(w_m\, y)$$

$$Avec \quad J_{nmx} = \frac{16\, J_s}{n\, m\, \pi^2}\ sin(w_n\, lbx) \times [cos(w_m\, lby_{ext}) - cos(w_m\, lby_{int})]$$

$$J_y(x,y) = \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty} J_{nmy}\ sin(w_n\, x)\ cos(w_m\, y)$$

$$Avec \quad J_{nmy} = -\frac{16\, J_s}{n\, m\, \pi^2}\ sin(w_m\, lby) \times [cos(w_n\, lbx_{ext}) - cos(w_n\, lbx_{int})]$$

A-2

- Bobinage statorique :

$$H_x(x) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{w_n\, D_x} \left\{ 0.5 \left[sin(w_n\, D_x) - sin\left(w_n \left(\frac{Epd}{2} + \frac{Epc}{2} \right) \right) \right] + sin\left(w_n \left(\frac{Epd}{2} + \frac{Epc}{2} \right) \right) \right\} cos(w_n\, x)$$

$$H_y(x) = \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{2}{w_n\, D_x} \left\{ 0.5 \left[cos\left(w_n \left(\frac{Epd}{2} + Epc \right) \right) - cos\left(w_n \left(\frac{Epd}{2} \right) \right) \right] + \left[cos(w_n\, D_x) - cos\left(w_n \left(\frac{3\, Epd}{2} + Epc \right) \right) \right] \right\} sin(w_n\, x) \qquad \text{A-3}$$

$$K_x(y) = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2}{w_m\, D_y} \left[cos\big(w_m\, (lcy + Epc)\big) - cos(w_m\, lcy) \right] sin(w_m\, y)$$

$$K_y(y) = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2}{w_m\, D_y} sin\left(w_m \left(lcy + \frac{Epc}{2} \right) \right) cos(w_m\, y)$$

$$J_x(x,y) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} J_{nmx}\ cos(w_n\, x)\ sin(w_m\, y)$$

$$Avec \quad J_{nmx} = \frac{16\, J_{cui}}{n\, m\, \pi^2} \times \left[cos\big(w_m\, (lcy + Epc)\big) - cos\big(w_m\, (lcy)\big) \right] \times \left\{ 0.5 \left[sin(w_n\, Dx) - sin\left(w_n \left(\frac{Epd}{2} + \frac{Epc}{2} \right) \right) \right] + sin\left(w_n \left(\frac{Epd}{2} + \frac{Epc}{2} \right) \right) \right\}$$

$$J_y(x,y) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} J_{nmy}\ sin(w_n\, x)\ cos(w_m\, y)$$

$$Avec \quad J_{nmy} = -\frac{16\, J_{cui}}{n\, m\, \pi^2} \times sin\left(w_m \left(lcy + \frac{Epc}{2} \right) \right) \times \left\{ 0.5 \left[cos\left(w_n \left(\frac{Epd}{2} + Epc \right) \right) - cos\left(w_n \left(\frac{Epd}{2} \right) \right) \right] + \left[cos(w_n\, D_x) - cos\left(w_n \left(\frac{3Epd}{2} + Epc \right) \right) \right] \right\} \qquad \text{A-4}$$

- *A.2 : Expressions de $J_y(x,y)$ par décomposition en série de Fourier dans le plan (x,y) (Figure 2-13)*

- Bobines supraconductrices :

$$H_y(x) = \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{2}{w_n\, D_x}\, [cos(w_n\, lbx_{ext}) - cos(w_n\, lbx_{int})]\, sin(w_n\, x)$$

$$K_y(y) = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2}{{w_m}^2\, D_y\, (lby_{ext} - lby_{int})} \times [cos(w_m\, lby_{ext}) - cos(w_m\, lb_{int})]\, cos(w_m\, y) \qquad \text{A-5}$$

- Bobines supraconductrices :

$$H_y(x) = \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{2}{w_n\, D_x} \left\{0.5 \left[cos\left(w_n \left(\frac{Epd}{2} + Epc\right)\right) - cos\left(w_n \left(\frac{Epd}{2}\right)\right)\right] + \left[cos(w_n\, D_x) - cos\left(w_n \left(\frac{3\, Epd}{2} + Epc\right)\right)\right]\right\} \times sin(w_n\, x)$$

$$K_y(y) = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2}{{w_m}^2\, D_y\, Ep_c} \times \left[cos\left(w_m\, (l_{cy} + Ep_c)\right) - cos(w_m\, l_{cy})\right]\, cos(w_m\, y) \qquad \text{A-6}$$

- *A.3 : Solutions des coefficients du problème avec bobines (a)*

$$A_{n,m} = \frac{\left(J_{nmx}\, w_m - J_{nmy}\, w_n\right)\, sinh(k\, hb)}{2\, k^3\, sinh(k\, ht)\, e^{k\, ht}} \qquad \text{A-7}$$

$$B_{n,m} = -A_{n,m}\, e^{2\, k\, ht} \qquad \text{A-8}$$

$$C_{n,m} = \frac{\mu_0\, w_m \left(J_{nmx}\, w_m - J_{nmy}\, w_n\right) sinh(k\, (hb - ht))}{2\, k^4\, sinh(k\, ht)} \qquad \text{A-9}$$

$$D_{n,m} = C_{n,m} \qquad \text{A-10}$$

$$E_{n,m} = -C_{n,m}\frac{w_n}{w_m} \qquad \text{A-11}$$

$$F_{n,m} = E_{n,m} \qquad \text{A-12}$$

- *A.4 : Solutions des coefficients du problème avec aimants (b)*

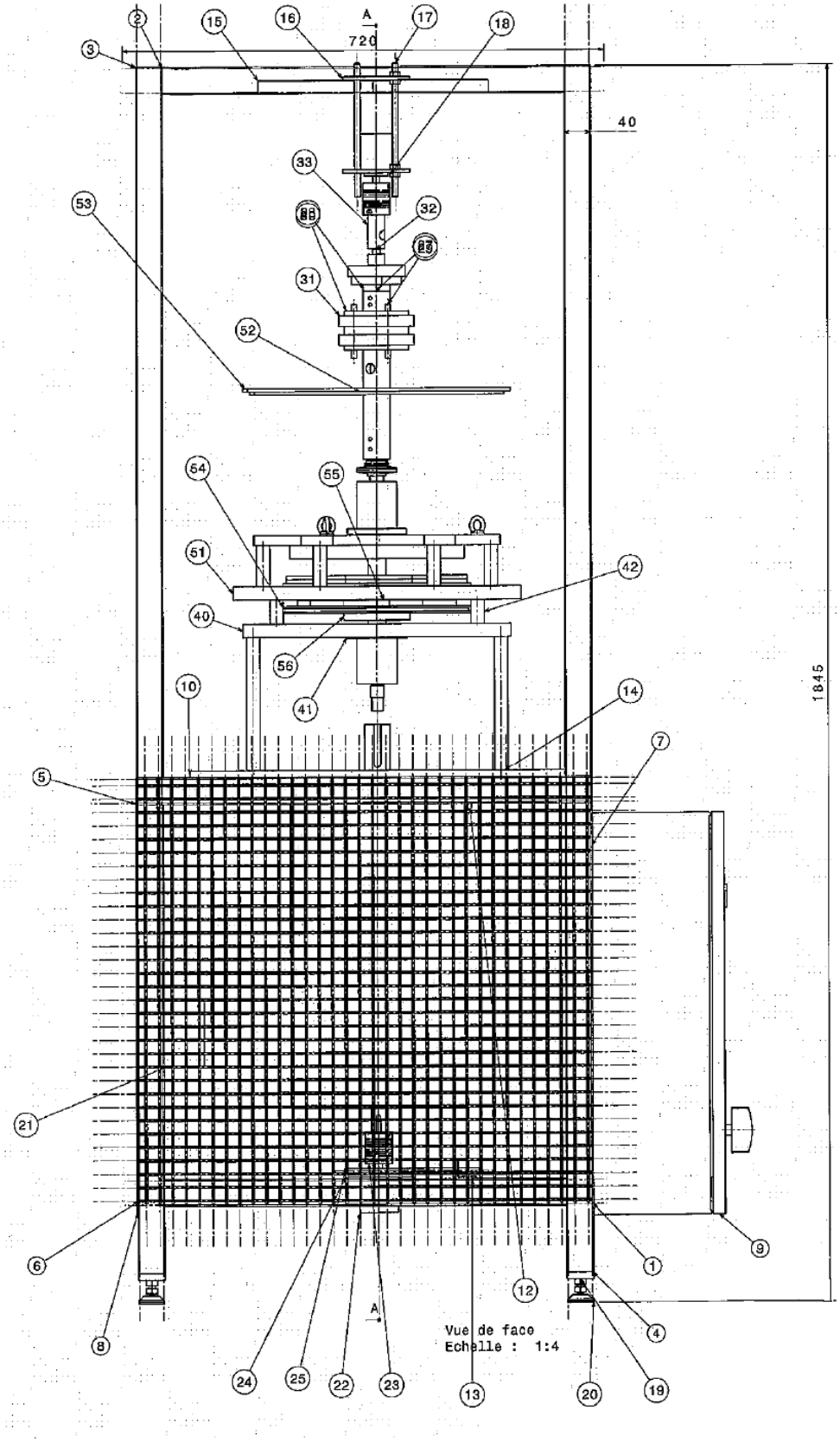
$$G_{n,m} = \frac{M\ \ sinh(k\ (ha - ht))}{2\ k\ sinh(k\ ht)} \qquad \text{A-13}$$

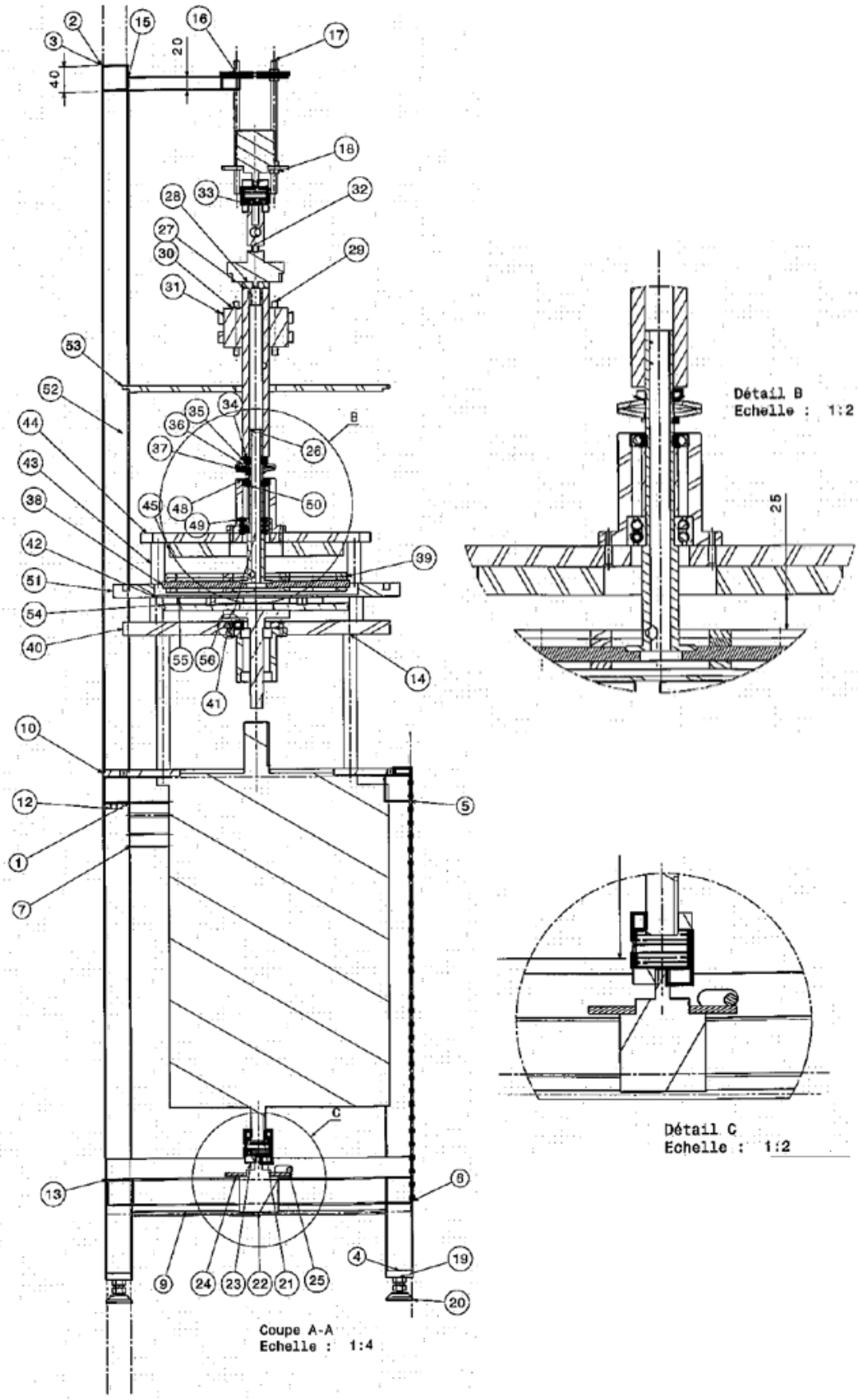
$$H_{n,m} = -G_{n,m} \qquad \text{A-14}$$

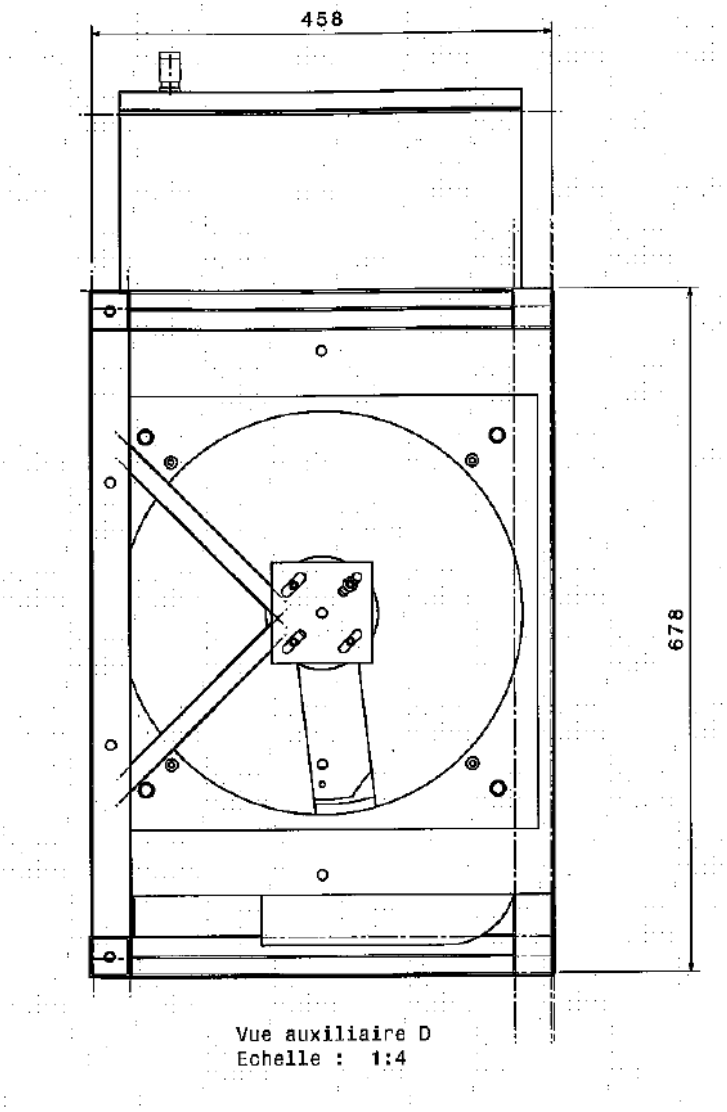
$$I_{n,m} = \frac{-M\ \ sinh(k\ ha)\ e^{(-k\ ht)}}{2\ k\ sinh(k\ ht)} \qquad \text{A-15}$$

$$J_{n,m} = -I_{n,m}\ e^{(2\ k\ ht)} \qquad \text{A-16}$$

A.5 : Plans mécaniques du prototype




Détail B
Echelle : 1:2
Détail C
Echelle : 1:2
Coupe A-A
Echelle : 1:4


458
678
Vue auxiliaire D
Echelle : 1:4

Nomenclature de CHASSIS MOTEUR MCC

Quantité	Référence	Type	Nomenclature	Révision	Numéro
4	TUBE CARRE 40*40*2*380	Pièce	TUBE CARRE 40*40*2*380 ACIER		1
4	TUBE CARRE 40*40*2*600	Pièce	TUBE CARRE 40*40*2*600 ACIER		2
2	TUBE CARRE 40*40*2*1800	Pièce	TUBE CARRE 40*40*2*1800 ACIER		3
2	TUBE CARRE 40*40*700*2	Pièce	TUBE CARRE ACIER 40*40*700*2		4
1	TUBE CARRE 40*40*2*680	Pièce	TUBE CARRE 40*40*2*680 ACIER		5
1	panneau protection facade	Pièce	panneau protection facade		6
4	ensemble pied	Assemblage	ensemble pied		
2	TUBE CARRE 20*20*2	Pièce	TUBE CARRE 20*20*2 LG 380		7
1	LEGRAND 036038	Pièce	LEGRAND 036038		8
1	coffret_035504_11	Pièce			9
1	support_MCC	Pièce			10
7	VIS H 10-70	Pièce	VIS H 10-70		11
1	ECROU M10	Pièce	1		12
1	TE 30*30*3	Pièce	TE 30*30*3		13
4	pied	Pièce			14
2	tube carre 20*20*1.2	Pièce	1		15
1	platine reglage capteur	Pièce			16
4	tige filetee M8	Pièce	1		17
4	ECROU H M8	Pièce	1		18

Nomenclature de ensemble pied

Quantité	Référence	Type	Nomenclature	Révision	Numéro
1	plaque pied	Pièce	plaque pied M10		19
1	item_0_0_265_74_3q7qc7pquxm1frqsqr41eb5go	Pièce	item_0_0_265_74		20

Nomenclature de ENSEMBLE INFERIEURE

Quantité	Référence	Type	Nomenclature	Révision	Numéro
1	MOTEUR MS 1322 M	Pièce	MOTEUR MS 1322 M a courant continu		21
1	Codeur	Pièce			22
1	accouplement norelem 23010-1040	Pièce	1		23
1	support codeur	Pièce			24
1	barre anti rotation	Pièce			25

Nomenclature de PARTIE MAGNETIQUE

Quantité	Référence	Type	Nomenclature	Révision	Numéro
1	support aimants	Pièce			54
4	aimant	Pièce			55
1	axe principale	Pièce			56

Nomenclature de ENSEMBLE SUPERIEURE TOURNANTE

Quantité	Référence	Type	Nomenclature	Révision	Numéro
1	ROTOR SUPRACONDUCTEUR	Assemblage			
1	axe_inducteur	Pièce			26
1	support_balais_brut	Pièce			27
1	Liaison_G11_Capteurc ouple	Pièce			28
1	accouplement norelem 23010-1040	Pièce	1		23
1	Codeur	Pièce			22

Nomenclature de ENSEMBLE SUPERIEURE TOURNANTE

Quantité	Référence	Type	Nomenclature	Révision	Numéro
3	tiges	Pièce			29
1	porte_bagues	Pièce			30
2	bague	Pièce			31
1	Capteur_couple	Pièce			32
1	Liaison_Capteurcoupl e_codeur	Pièce			33
1	support codeur	Pièce			24
1	ecrou a encoche din 981 KM4	Pièce	1		34
1	rondelle frein f2-11-04	Pièce	1		35
2	rondelle belleville	Pièce	1		36
1	entretoise degagement rlt	Pièce			37

Nomenclature de ROTOR SUPRACONDUCTEUR

Quantité	Référence	Type	Nomenclature	Révision	Numéro
1	rotor_supra	Pièce			38
12	supra	Pièce			39

Nomenclature de ENSEMBLE CRYOGENE FIXE

Quantité	Référence	Type	Nomenclature	Révision	Numéro
1	cryostat	Assemblage			
1	embase	Pièce			40
1	fourreau	Pièce			41
4	entretoises	Pièce			42
6	entretoise	Pièce			43
1	socle	Pièce			44
1	stator	Pièce			45
1	fourreau_2	Pièce			46
3	Anneaux	Pièce			47
1	l1-16004	Pièce			48
1	snr_3204aj30_1	Pièce			49
1	entretoise guidage	Pièce			50

Nomenclature de cryostat

Quantité	Référence	Type	Nomenclature	Révision	Numéro
1	socle2	Pièce			51
1	cryostat1	Pièce			52
1	couvercle	Pièce			53

Nomenclature

$\boldsymbol{A}$	Potentiel vecteur magnétique	$\boldsymbol{Wb/m}$
$\boldsymbol{B_{\parallel}}$	Champ magnétique parallèle au ruban	$\boldsymbol{T}$
$\boldsymbol{B_{\perp}}$	Champ magnétique perpendiculaire au ruban	$\boldsymbol{T}$
$\boldsymbol{B_r}$	Induction rémanente de l'aimant	$\boldsymbol{T}$
$\boldsymbol{B_x}$	Champ magnétique orienté suivant x	$\boldsymbol{T}$
$\boldsymbol{B_y}$	Champ magnétique orienté suivant y	$\boldsymbol{T}$
$\boldsymbol{B_z}$	Champ magnétique orienté suivant z	$\boldsymbol{T}$
$\boldsymbol{B_{inv}}$	Champ démagnétisant des aimants permanents	$\boldsymbol{T}$
$\boldsymbol{B_{max}}$	Induction moyenne à ne pas dépasser sur la culasse (optimisation)	$\boldsymbol{T}$
$\boldsymbol{B_{n0}}$	Constante caractérisant la dépendance n par rapport à B	$\boldsymbol{T}$
$\boldsymbol{B_0}$	Constante caractérisant le matériau	$\boldsymbol{T}$
$\boldsymbol{D_x}$	Demi-longueur du domaine de résolution suivant x	$\boldsymbol{m}$
$\boldsymbol{D_y}$	Demi-longueur du domaine de résolution suivant y	$\boldsymbol{m}$
$\boldsymbol{d_n}$	Repérage des bobines doubles couches, avec $\mathrm{n} = [1; 4]$	$-$
$\boldsymbol{E}$	Champ électrique dans le matériau supraconducteur	$\mu\boldsymbol{V/cm}$
$\boldsymbol{E_c}$	Champ électrique critique (habituellement fixé à $1\ \mu\mathrm{V/cm}$)	$\mu\boldsymbol{V/cm}$
$\boldsymbol{E_i}$	Tension induite aux bornes d'une phase du stator	$\boldsymbol{V}$
$\underline{\boldsymbol{E_i}}$	fem complexe induite sur une phase du stator (Modèle Behn-Eschenburg)	$\boldsymbol{V}$
$\boldsymbol{Ep_c}$	Épaisseur des bobines du stator	$\boldsymbol{m}$
$\boldsymbol{e}$	Épaisseur de l'entrefer du moteur ou de l'acccouplement	$\boldsymbol{m}$
$\boldsymbol{e_p}$	Épaisseur des bobines rondes supraconductrices du prototype suivant r	$\boldsymbol{m}$
$\boldsymbol{F_z}$	Force axiale	$\boldsymbol{N}$
$\boldsymbol{H}$	Champ magnétique	$\boldsymbol{A/m}$
$\boldsymbol{H_c}$	Champ magnétique critique d'un supraconducteur ou champ magnétique coercitif d'un aimant permanent	$\boldsymbol{A/m}$
$\boldsymbol{H_{ci}}$	Champ magnétique coercitif intrinsèque de l'aimant permanent	$\boldsymbol{A/m}$
$\boldsymbol{h_a}$	Épaisseur de l'aimant permanent	$\boldsymbol{m}$
$\boldsymbol{hb}$	Épaisseur du domaine I	$\boldsymbol{m}$
$\boldsymbol{hb_s}$	Épaisseur de la bobine	$\boldsymbol{m}$
$\boldsymbol{h_{cul}}$	Epaisseur de culasse magnétique	$\boldsymbol{m}$

$\boldsymbol{ht}$	Épaisseur du domaine de résolution (domaines I et II)	$\boldsymbol{m}$
$\boldsymbol{I}$	Courant d'alimentation du ruban ou de la bobine	$\boldsymbol{A}$
$\boldsymbol{I_c}$	Courant critique	$\boldsymbol{A}$
$\boldsymbol{I_{cc}}$	Courant de court-circuit dans une phase du stator	$\boldsymbol{A}$
$\boldsymbol{I_e}$	Courant d'alimentation de l'inducteur supraconducteur	$\boldsymbol{A}$
$\boldsymbol{I_M}$	Courant de fonctionnement d'une bobine supraconductrice	$\boldsymbol{A}$
$\boldsymbol{I_{M0}}$	Courant de fonctionnement d'une bobine supraconductrice à vide ($\varphi = 0$)	$\boldsymbol{A}$
$\boldsymbol{I_n}$	Courant d'alimentation des phases du stator, avec $\mathrm{n} = [1; 3]$	$\boldsymbol{A}$
$\underline{\boldsymbol{I_s}}$	Courant d'alimentation complexe d'une phase (Modèle Behn-Eschenburg)	$\boldsymbol{A}$
$\boldsymbol{J_c}$	Densité de courant critique	$\boldsymbol{A/mm^2}$
$\boldsymbol{J_{cui}}$	Densité de courant maximale dans une phase	$\boldsymbol{A/mm^2}$
$\boldsymbol{J_{c0}}$	Densité de courant sous champ extérieur nul	$\boldsymbol{A/mm^2}$
$\boldsymbol{J_s}$	Densité de courant dans la bobine	$\boldsymbol{A/mm^2}$
$\boldsymbol{J_x}$	Densité de courant orienté suivant x	$\boldsymbol{A/mm^2}$
$\boldsymbol{J_y}$	Densité de courant orienté suivant y	$\boldsymbol{A/mm^2}$
$\boldsymbol{k_a}$	Facteur d'anisotropie	$-$
$\boldsymbol{L_s}$	Inductance propre d'une phase du stator	$\boldsymbol{mH}$
$\boldsymbol{L_{sc}}$	Inductance cyclique de la machine	$\boldsymbol{mH}$
$\boldsymbol{L_{supra}}$	Longueur de ruban supraconducteur dans le moteur ou l'accouplement	$\boldsymbol{m}$
$\boldsymbol{lax}$	Demi-longueur externe de l'aimant permanent suivant l'axe x	$\boldsymbol{m}$
$\boldsymbol{lay}$	Demi-longueur externe de l'aimant permanent suivant l'axe y	$\boldsymbol{m}$
$\boldsymbol{lby_{ext}}$	Demi-longueur externe de la bobine suivant l'axe y	$\boldsymbol{m}$
$\boldsymbol{lby_{int}}$	Demi-longueur interne de la bobine suivant l'axe y	$\boldsymbol{m}$
$\boldsymbol{lbx_{ext}}$	Demi-longueur externe de la bobine suivant l'axe x	$\boldsymbol{m}$
$\boldsymbol{lbx_{int}}$	Demi-longueur interne de la bobine suivant l'axe x	$\boldsymbol{m}$
$\boldsymbol{lcy}$	Demi-longueur interne des conducteurs actifs	$\boldsymbol{m}$
$\boldsymbol{M}$	Magnétisation de l'aimant	$\boldsymbol{A/m}$
$\boldsymbol{M_{max}}$	Nombre d'harmoniques utilisé suivant y	$-$
$\boldsymbol{M_s}$	Inductance mutuelle entre deux phases du stator	$\boldsymbol{mH}$
$\boldsymbol{m}$	Rang de l'harmonique suivant x	$-$
$\boldsymbol{N}$	Nombre de spire d'une bobine (supraconductrice ou statorique)	$-$
$\boldsymbol{N_{max}}$	Nombre d'harmoniques utilisé suivant x	$-$
$\boldsymbol{n}$	Rang de l'harmonique suivant y	$-$

n_0	Constante représentant la valeur de l'exposant n sous champ extérieur nul	$-$
$n(B)$	Paramètre de la loi en puissance	$-$
Ouv_p	Ouverture d'un pôle	rad
p	Nombre de paires de pôles	$-$
R_{ext}	Rayon externe du moteur ou de l'accouplement	m
R_c	Rayon de courbure critique du ruban supraconducteur	mm
R_{int}	Rayon interne du moteur ou de l'accouplement	m
R_{moy}	Rayon moyen	m
R_s	Résistance d'une phase du stator	Ω
S_{ruban}	Section totale d'un ruban supraconducteur (section active ingénieure)	mm^2
s_n	Repérage des bobines simples couches, avec $\mathrm{n} = [1; 4]$	$-$
T_c	Température critique	K
$THD_{f.e.m}$	Taux de distorsion harmonique de la tension induite au stator	%
V	Tension aux bornes du ruban ou de la bobine supraconductrice	V
V_A	Volume de l'accouplement (partie active)	m^3
V_M	Volume du moteur (partie active)	m^3
$\underline{V_s}$	Tension d'alimentation simple complexe (Modèle Behn-Eschenburg)	V
w_s	Pulsation des courants et tensions d'alimentation de la machine	rad/s
X	Solution dépendant de la variable x (séparation des variables)	$-$
X_i	Décalage de la solution suivant x	m
X_s	Impédance synchrone de la machine (Modèle Behn-Eschenburg)	Ω
Y	Solution dépendant de la variable y (séparation des variables)	$-$
Z	Solution dépendant de la variable z (séparation des variables)	$-$
α	Ouverture des aimants permanents	$-$
α_n	Variables de l'optimisation, avec $\mathrm{n} = [1; 5]$	$-$
β	Coefficient caractérisant la dépendance en fonction du champ magnétique du matériau	$-$
Γ	Couple électromagnétique	N/m
$\varepsilon_{\%}$	Erreur relative	%
μ_r	Perméabilité relative d'un matériau	$-$
μ_0	Perméabilité du vide	H/m
ϕ	Potentiel scalaire magnétique.	A
φ	Angle interne du moteur ou de l'accouplement	deg
φ_m	Flux magnétique traversant une bobine du stator	Wb
Ψ	Variable quelconque (solution générale du problème)	$-$

Liste des figures

FIGURE 1-1 (A) PROPRIETE ELECTRIQUE DU MERCURE (COURBE DE KAMERLINGH ONNES), (B) LEVITATION D'UN AIMANT SUR UN BOL DE PLOMB (EFFET MEISSNER)..... 6
FIGURE 1-2 TABLEAUX PERIODIQUES DES ELEMENTS [SUP]..... 6
FIGURE 1-3 DECOUVERTE DES SUPRACONDUCTEURS [SUPR]..... 7
FIGURE 1-4 PENETRATION DU CHAMP MAGNETIQUE DANS UN SUPRACONDUCTEUR DE TYPE II [SUPF]..... 8
FIGURE 1-5 COURBE B(H) D'UN MATERIAU SUPRACONDUCTEUR PARFAIT..... 9
FIGURE 1-6 FRONTIERE ENTRE L'ETAT SUPRACONDUCTEUR ET L'ETAT NORMAL D'UN MATERIAU, AUSSI APPELEE : SURFACE CRITIQUE.. 9
FIGURE 1-7 EXEMPLE DE MATERIAUX SUPRACONDUCTEURS MASSIFS DE COMPOSITION YBCO COMMERCIALISES PAR L'ENTREPRISE EVICO ® [EVI]..... 11
FIGURE 1-8 EXEMPLES DE SUPRACONDUCTEURS FILAMENTAIRES [RIK, SPE, REN]..... 12
FIGURE 1-9 PROCESSUS DE FABRICATION PIT (POWDER IN TUBE)..... 13
FIGURE 1-10 SECTION D'UN RUBAN SUPRACONDUCTEUR BSCCO DE TYPE H (SUMITOMO®)..... 13
FIGURE 1-11 DEPENDANCE DU COURANT CRITIQUE D'UN RUBAN SUPRACONDUCTEUR BSCCO DE TYPE CA50 A $77\ K$(SUMITOMO®) [SUN11]..... 14
FIGURE 1-12 EXEMPLE DE RUBAN YBCO COMMERCIALISE PAR SUPERPOWER®..... 15
FIGURE 1-13 FILS EN M_GB_2 COMMERCIALISES PAR COLUMBUS SUPERCONDUCTOR®, DE GAUCHE A DROITE, UN FIL DE 19, 36 ET 91 BRINS..... 15
FIGURE 1-14 DONNES DE COMPARAISON DES RUBANS YBCO, BSCCO ET M_GB_2 [ZHA13, AYA08, KIT05]..... 16
FIGURE 1-15 DENSITE DE COURANT CRITIQUE (A) ET COURANT CRITIQUE (B) DU BSCCO, DE L'YBCO ET DU M_GB_2 EN FONCTION DE LA TEMPERATURE A $2T$..... 17
FIGURE 1-16 COURANT CRITIQUE EN FONCTION DE $B\ \perp$ A $20K$..... 17
FIGURE 1-17 PRIX DES FILS SUPRACONDUCTEURS EN $\$/kA/m$ EN FONCTION DE LA TEMPERATURE..... 18
FIGURE 1-18 COMPARAISON ENTRE UNE MACHINE CONVENTIONNELLE (A) ET SUPRACONDUCTRICE (B)..... 19
FIGURE 1-19 REPRESENTATION 3D D'UN ALTERNATEUR $400\ kVA$ ET PHOTOGRAPHIES DE L'INDUCTEUR EN BSCCO (SIEMENS®). 22
FIGURE 1-20 ENCOMBREMENT D'UNE MACHINE SUPRACONDUCTRICE ET CONVENTIONNELLE $4\ MVA$..... 22
FIGURE 1-21 BILAN DES PERTES D'UNE MACHINE SUPRACONDUCTRICE ET CONVENTIONNELLE $4\ kVA$..... 23
FIGURE 1-22 (A) MACHINE $36.5\ MW$- $120\ tr/min$ AMERICAN SUPERCONDUTORS ®, (B) MACHINE $250\ kW$- $1500\ tr/min$ CONVERTEAM ®..... 23
FIGURE 1-23 MOTEUR SYNCHRONE A FLUX AXIAL AVEC UN INDUCTEUR COMPORTANT DES AIMANTS SUPRACONDUCTEURS REALISE PAR L'ENTREPRISE KITANO ® ($16\ kW - 760\ tr/min$) [MIK06]..... 24
FIGURE 1-24 TECHNIQUE DE MAGNETISATION DES PASTILLES SUPRACONDUCTRICES [MIK06]..... 25
FIGURE 1-25 (A) INDUCTEUR A MODULATION DE FLUX [AIL06, MAS02], (B) INDUCTEUR A DEVIATION DE FLUX [MOU10, ALH15]. 25
FIGURE 1-26 REALISATION ET TEST DES INDUCTEURS A CONCENTRATION DE FLUX, (A) MODULATION DE FLUX [AIL06], (B) DEVIATION DE FLUX [ALH15]..... 27
FIGURE 1-27 EXEMPLE DE CONSOMMATION SPECIFIQUE D'UN SYSTEME CRYOGENIQUE [TEC]..... 28
FIGURE 1-28 EXEMPLE D'UN TORQUE TUBE UTILISE DANS UN GENERATEUR $100\ kVA - 3000\ tr/min$, REFROIDIE A L'AZOTE LIQUIDE ($77\ K$) [MOS05]..... 28
FIGURE 1-29 ESSAI DESTRUCTIF D'UN TORQUE TUBE DEVELOPPE POUR UN GENERATEUR $400\ kW - 1500\ tr/min$ [KUM05]... 29
FIGURE 1-30 ACCOUPLEMENTS MAGNETIQUES COMMERCIALISES PAR L'ENTREPRISE DEXTERMAG ®, (A) ACCOUPLEMENT SYNCHRONE A FLUX AXIAL, (B) ACCOUPLEMENT ASYNCHRONE A FLUX RADIAL..... 30
FIGURE 1-31 ACCOUPLEMENT SUPRACONDUCTEUR A FLUX AXIAL REALISE ET TESTE DANS LE LABORATOIRE DU GREEN [BEL14]..... 30
FIGURE 1-32 REPRESENTATION DE L'ENSEMBLE MOTEUR-ACCOUPLEMENT SUPRACONDUCTEUR..... 31
FIGURE 2-1 REPRESENTATION DE L'ENSEMBLE MOTEUR-ACCOUPLEMENT SUPRACONDUCTEUR A FLUX AXIAL..... 37

FIGURE 2-2 PARAMETRES DU STATOR EN CUIVRE SOUS UN POLE. 39
FIGURE 2-3 PARAMETRES DE L'INDUCTEUR SUPRACONDUCTEUR SOUS UN POLE. 39
FIGURE 2-4 PARAMETRES DU ROTOR A AIMANTS PERMANENTS SOUS UN POLE. 39
FIGURE 2-5 TECHNIQUE DE LINEARISATION AU « RAYON MOYEN » SOUS UN POLE DU ROTOR A AIMANTS PERMANENTS. 42
FIGURE 2-6 CONDITION DE PERIODICITE SUR LE ROTOR A AIMANTS PERMANENTS. 43
FIGURE 2-7 DECOMPOSITION EN PLUSIEURS SOUS-PROBLEMES. 44
FIGURE 2-8 DOMAINE DE RESOLUTION ET CONDITIONS AUX LIMITES. 45
FIGURE 2-9 CONDITIONS SUPPLEMENTAIRES RESULTANT DU CENTRAGE DES SOURCES AU MILIEU DU REPERE DE RESOLUTION. 46
FIGURE 2-10 TRAJETS DES LIGNES DE COURANTS DANS LE STATOR. 48
FIGURE 2-11 (A) REPRESENTATION DE LA NORME DES DENSITES DE COURANT COMPOSANT UNE BOBINE SUPRACONDUCTRICE ET (B) DE LA DIVERGENCE DE CES DENSITES DE COURANT DANS LE PLAN (X,Y). 49
FIGURE 2-12 MODELISATION DES DENSITES DE COURANT PAR DES BARRES HOMOGENES ORIENTEES SUIVANT X ET Y. 50
FIGURE 2-13 DECOMPOSITION EN SERIE DE FOURIER DES DENSITES DE COURANT $Jy(x,y)$, (A) BOBINE SUPRACONDUCTRICE ET (B) BOBINAGE STATORIQUE. 51
FIGURE 2-14 NORME ET DIVERGENCE DES DENSITES DE COURANT DANS LE PLAN (X,Y) SOUS UN POLE, (A) BOBINE SUPRACONDUCTRICE ET (B) BOBINAGE STATORIQUE. 52
FIGURE 2-15 MODELISATION D'UN AIMANT PERMANENT SUR LE PLAN (X,Y). 58
FIGURE 2-16 AFFICHAGE DE LA DOUBLE SERIE DE FOURIER Mz DANS LE PLAN (X,Y) AVEC $Br = 1\,T$. 58
FIGURE 2-17 DEPLACEMENT ET INVERSION DE L'AIMANTATION DU PROBLEME (B). 61
FIGURE 2-18 SURFACE D'INTEGRATION S UTILISEE DANS LE TENSEUR DE MAXWELL POUR UN ACTIONNEUR A FLUX AXIAL. 62
FIGURE 2-19 ACCOUPLEMENT MAGNETIQUE SUPRACONDUCTEUR ETUDIE, (A) REPRESENTATION 3D, (B) REPRESENTATION DU MAILLAGE UTILISE. 63
FIGURE 2-20 DISTRIBUTION DE L'INDUCTION MAGNETIQUE Bz SOUS UN POLE AU MILIEU DE L'ENTREFER, (A) MODELE ANALYTIQUE, (B) MODELE NUMERIQUE. 64
FIGURE 2-21 VARIATION DE L'INDUCTION MAGNETIQUE SUR UNE LIGNE SUIVANT Θ AU MILIEU DE L'ENTREFER, SOUS UN POLE ($r = Rmoy$). 64
FIGURE 2-22 VARIATION DE L'INDUCTION MAGNETIQUE Bz SUR UNE LIGNE SUIVANT R AU MILIEU DE L'ENTREFER ($x = 0$). 65
FIGURE 2-23 COUPLE STATIQUE ET FORCE AXIALE EN FONCTION DE L'ANGLE INTERNE Φ. 65
FIGURE 2-24 PHOTOGRAPHIE DU BANC DE TEST DE L'ACCOUPLEMENT A AIMANTS PERMANENTS [LUB12, DOL14A]. 66
FIGURE 2-25 INDUCTION MAGNETIQUE Bz SOUS UN POLE AU MILIEU DE L'ENTREFER POUR $e = 9{,}5\,mm$, (A) AU NIVEAU DU RAYON MOYEN $r = Rmoy$ ET (B) SUIVANT LE RAYON POUR $\varphi = 0$. 67
FIGURE 2-26 COUPLE STATIQUE EN FONCTION DE L'ANGLE INTERNE POUR DEUX VALEURS D'EPAISSEUR D'ENTREFER, ... 67
FIGURE 2-27 ERREUR SUR LE CALCUL DU COUPLE STATIQUE EN FONCTION DE $Nmax$ ET $Mmax$. 68
FIGURE 2-28 ERREUR SUR LE CALCUL DU COUPLE ENTRE LA MODELISATION ANALYTIQUE ET LE MODELE NUMERIQUE. 69
FIGURE 3-1 PHOTOGRAPHIE DE LA SECTION D'UN RUBAN BSCCO TYPE H. 73
FIGURE 3-2 DISPOSITIF DE MESURE DE LA COURBE U(I) D'UN RUBAN SUPRACONDUCTEUR [BEL14]. 75
FIGURE 3-3 METHODE DE MESURE DE LA CARACTERISTIQUE $E(Js)$ DU RUBAN SUPRACONDUCTEUR. 75
FIGURE 3-4 COURBES $E(Js)$, EXPERIMENTALE ET APPROXIMEE PAR LA LOI EN PUISSANCE, DU RUBAN A 77K. 76
FIGURE 3-5 Ic EN FONCTION DU CHAMP MAGNETIQUE ET DE LA TEMPERATURE [GLO]. 77
FIGURE 3-6 RUBAN DE TYPE HT RENFORCE MECANIQUE. 78
FIGURE 3-7 DEGRADATION DU COURANT CRITIQUE EN FONCTION DE LA CONTRAINTE DE TRACTION. 79
FIGURE 3-8 MESURE DE LA PRESSION MAXIMALE ACCEPTEE PAR UN RUBAN BOBINE. 80
FIGURE 3-9 CALCUL DE IM : COMPARAISON ENTRE LES DROITES DE CHARGE ET LES COURBES $Ic(B\perp, B\parallel)$ D'UN RUBAN BSCCO A $77K$. 81
FIGURE 3-10 DESSIN EN 3D DU PROTOTYPE REALISE DANS LE CHAPITRE 5. 84
FIGURE 3-11 TABLE A BOBINER UTILISEE POUR LA CONFECTION DES BOBINES. 85
FIGURE 3-12 BOBINES SIMPLE ET DOUBLE COUCHE APRES IMPREGNATION. 85

FIGURE 3-13 DISPOSITIF DE MESURE DE LA COURBE U(I) D'UNE BOBINE SUPRACONDUCTRICE [BEL14]..... 86
FIGURE 3-14 PROTOCOLE DE MESURE DE LA CARACTERISTIQUE $U(I)$ DE CHAQUE BOBINE..... 86
FIGURE 3-15 COURANT DU FONCTIONNEMENT DES BOBINES SUPRACONDUCTRICES (IM) PAR LA DROITE DE CHARGE, (A) BOBINE SIMPLE COUCHE, (B) BOBINE DOUBLE COUCHE..... 87
FIGURE 3-16 CALCUL DU COURANT DE FONCTIONNEMENT DE LA BOBINE IM PAR LE CRITERE SUR LE CHAMP ELECTRIQUE MAXIMAL. 88
FIGURE 3-17 CARACTERISTIQUES MESUREES $U(I)$ AUX BORNES DES BOBINES SUPRACONDUCTRICES..... 89
FIGURE 3-18 ACCOUPLEMENT MAGNETIQUE SUPRACONDUCTEUR ETUDIE..... 89
FIGURE 3-19 COURANT DE FONCTIONNEMENT DES BOBINES SUPRACONDUCTRICES PAR LE CRITERE SUR LE CHAMP ELECTRIQUE MAXIMAL A $77K$ ET $30K$ POUR UNE POSITION A VIDE. 90
FIGURE 3-20 COURANT DE FONCTIONNEMENT DES BOBINES SUPRACONDUCTRICES PAR LA METHODE DE LA COURBE DE CHARGE A 77 K POUR UNE POSITION A VIDE. 91
FIGURE 3-21 ZONE DE CONCENTRATION DES PERTES DANS LA BOBINE A VIDE ($I = 33A$ A $77K$). 92
FIGURE 3-22 IM EN FONCTION DE L'ANGLE INTERNE (φ). 92
FIGURE 4-1 METHODE D'ALIMENTATION DU MOTEUR ET DE L'ACCOUPLEMENT (A) EN OPPOSITION ET (B) SENS IDENTIQUES. 98
FIGURE 4-2 ÉTAPES DE L'ALGORITHME GENETIQUE. 100
FIGURE 4-3 PARAMETRES DU STATOR EN CUIVRE SOUS UN POLE..... 102
FIGURE 4-4 PARAMETRES DE L'INDUCTEUR SUPRACONDUCTEUR SOUS UN POLE. 102
FIGURE 4-5 PARAMETRES DU ROTOR A AIMANTS PERMANENTS SOUS UN POLE..... 102
FIGURE 4-6 SURFACE D'INTEGRATION UTILISEE POUR LE CALCUL DE L'INDUCTION MAGNETIQUE MOYENNE. 105
FIGURE 4-7 CYCLE D'HYSTERESIS ET CYCLE DE MAGNETISATION DES AIMANTS PERMANENTS..... 105
FIGURE 4-8 SURFACE D'INTEGRATION UTILISEE POUR LE CALCUL DU FLUX MAGNETIQUE φm A TRAVERS UNE BOBINE DU STATOR... 107
FIGURE 4-9 PROCESSUS GLOBAL DE L'OPTIMISATION..... 108
FIGURE 4-10 PERFORMANCES DES 200 INDIVIDUS APRES 200 GENERATIONS..... 109
FIGURE 4-11 LOCALISATION DE LA SOLUTION RETENUE POUR LE MOTEUR 5 MW - 100 TR/MIN. 109
FIGURE 4-12 REPRESENTATION EN 3D DU MOTEUR 5 MW - 100 TR/MIN. 111
FIGURE 4-13 COURBE DE SATURATION B-H DES CULASSES MAGNETIQUES. 112
FIGURE 4-14 MODELES EF, (A) MOTEUR EN ENTIER SANS SATURATION DU FER, (B) MODELISATION PARTIELLE (5 PAIRES DE POLES) AVEC SATURATION DU FER...... 113
FIGURE 4-15 INDUCTION MAGNETIQUE AU MILIEU DE L'ENTREFER SOUS UNE PAIRE DE POLES ($r = Rmoy$ ET $\varphi = 5{,}625°$). 114
FIGURE 4-16 INDUCTION MAGNETIQUE AU MILIEU DE L'ENTREFER AU MILIEU D'UN POLE ($\varphi = 0$). 114
FIGURE 4-17 COUPLE STATIQUE ET FORCE AXIALE EN FONCTION DE L'ANGLE INTERNE Φ..... 115
FIGURE 4-18 ONDULATION A COUPLE MAXIMAL EN FONCTIONNEMENT..... 115
FIGURE 4-19 (A) FORCE ELECTROMOTRICE ET (B) ANALYSE SPECTRALE AUX BORNES DU STATOR POUR UNE SPIRE PAR BOBINE STATORIQUE ET 100 TR/MIN. 116
FIGURE 4-20 CRITERE SUR LE CHAMP ELECTRIQUE MAXIMUM LOCALEMENT DANS UNE BOBINE SUPRACONDUCTRICE. 116
FIGURE 4-21 RESULTATS DE L'ALGORITHME NSGA-II (200 INDIVIDUS - 200 GENERATIONS). 117
FIGURE 4-22 REPRESENTATION 3D DE L'ACCOUPLEMENT 5 MW – 100 TR/MIN. 117
FIGURE 4-23 REPRESENTATION 3D DE L'ENSEMBLE MOTEUR-ACCOUPLEMENT 5 MW -100 TR/MIN. 119
FIGURE 4-24 COMPARAISON DES COUPLES VOLUMIQUES DE NOTRE MACHINE AVEC DES MACHINES CONVENTIONNELLES. 120
FIGURE 5-1 ROTOR A AIMANTS PERMANENTS [BEL14]..... 124
FIGURE 5-2 INDUCTEUR SUPRACONDUCTEUR. 125
FIGURE 5-3 INDUIT EN CUIVRE NON ENCOCHE..... 126
FIGURE 5-4 DIMENSION DES BOBINES DE L'INDUIT..... 126
FIGURE 5-5 PARTIES ACTIVES CONSTITUANTS LE PROTOTYPE..... 127
FIGURE 5-6 TECHNIQUE DE REFROIDISSEMENT DE L'INDUCTEUR SUPRACONDUCTEUR. 127
FIGURE 5-7 VUE ECLATEE DU PROTOTYPE. 129
FIGURE 5-8 MODELISATION D'UNE BOBINE RONDE EN POTENTIEL SCALAIRE MAGNETIQUE..... 130

FIGURE 5-9 MAILLAGE UTILISE DANS LES MODELES NUMERIQUES, GAUCHE : ACCOUPLEMENT, DROITE : MOTEUR. 130
FIGURE 5-10 COUPLE STATIQUE MAXIMAL EN FONCTION DE L'EPAISSEUR DES BOBINES STATORIQUES. 131
FIGURE 5-11 CALCUL DES COURANTS DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR ET DE L'ACCOUPLEMENT ($77\ K$). 132
FIGURE 5-12 FORCES AXIALE EN FONCTION DE L'ANGLE INTERNE (A) ACCOUPLEMENT (B) MOTEUR. 133
FIGURE 5-13 BOBINAGE DES BOBINES EN CUIVRE COMPOSANTS LE STATOR. 135
FIGURE 5-14 STATOR AVANT IMPREGNATION (A) CULASSE MAGNETIQUE (B) ANCRAGE DES BOBINES SUR LA CULASSE. 136
FIGURE 5-15 STATOR DANS SON ETAT FINAL. 136
FIGURE 5-16 INDUCTEUR SUPRACONDUCTEUR, (A) BOBINES DOUBLES COUCHES DANS L'ENTREFER DU MOTEUR (B) BOBINES SIMPLES COUCHES DANS L'ENTREFER DE L'ACCOUPLEMENT. 137
FIGURE 5-17 ASSEMBLAGE DE L'INDUCTEUR. 137
FIGURE 5-18 ASSEMBLAGE DES PARTIES ACTIVES. 138
FIGURE 5-19 VUE D'ENSEMBLE DU PROTOTYPE. 139
FIGURE 5-20 CARACTERISTIQUES $U(I)$ DES BOBINES SUPRACONDUCTRICES (A) ENTREFER DE L'ACCOUPLEMENT MAGNETIQUE (B) ENTREFER DU MOTEUR. 141
FIGURE 5-21 MESURES DE COUPLE STATIQUE. 141
FIGURE 5-22 COUPLE STATIQUE EN FONCTION DE L'ANGLE INTERNE (A) ACCOUPLEMENT (B) MOTEUR. 142
FIGURE 5-23 IMPRECISIONS LORS DE LA MESURE DE L'ANGLE INTERNE. 142
FIGURE 5-24 MODELE EQUIVALENT DE BEHN-ESCHENBURG DE LA MACHINE SYNCHRONE EN MODE GENERATEUR. 143
FIGURE 5-25 $f.e.m$ AUX BORNES D'UNE PHASE A $500\ tr/min$ ET $Ie = 50A$. 144
FIGURE 5-26 ESSAI A VIDE A $250\ tr/min$. 144
FIGURE 5-27 ESSAI EN COURT-CIRCUIT A $250\ tr/min$. 145
FIGURE 5-28 ESSAI EN CHARGE SUR CHARGE RESISTIVE ($Ie = 50\ A$). 146

Liste des tableaux

TABLEAU 1 CLASSIFICATION DES SUPRACONDUCTEURS HTC ET BTC LES PLUS UTILISES. 10
TABLEAU 2 DONNEES TARIFAIRES DES FILS SUPRACONDUCTEURS. 18
TABLEAU 3 COMPARAISON ENTRE UNE MACHINE CONVENTIONNELLE ET SUPRACONDUCTRICE. 20
TABLEAU 4 EQUATIONS LIANT L'INDUCTION ET LE CHAMP MAGNETIQUE DANS LES MILIEUX DU PROBLEME. 40
TABLEAU 5 ÉQUATIONS A RESOUDRE DANS LES DIFFERENTS MATERIAUX. 41
TABLEAU 6 PARAMETRES GEOMETRIQUES ET CARACTERISTIQUE ELECTROMAGNETIQUE DE L'ACCOUPLEMENT. 63
TABLEAU 7 PARAMETRES DE L'ACCOUPLEMENT A AIMANTS PERMANENTS. 66
TABLEAU 8 DIMENSIONS DU RUBAN BSCCO DE TYPE Hi. 74
TABLEAU 9 PARAMETRES DE LA LOI DE COMPORTEMENT DE KIM-ANDERSON DU RUBAN BSCCO DE TYPE H_i (TABLEAU 8). 83
TABLEAU 10 DIMENSIONS DES BOBINES SUPRACONDUCTRICES REALISEES. 84
TABLEAU 11 PARAMETRES GEOMETRIQUE ET CARACTERISTIQUE ELECTROMAGNETIQUE DE L'ACCOUPLEMENT. 90
TABLEAU 12 PARAMETRES DU MODELE ANALYTIQUE. 101
TABLEAU 13 PLAGE DE VARIATION DES VARIABLES DE CONCEPTION. 103
TABLEAU 14 PARAMETRES DU MOTEUR 5 MW - 100 TR/MIN. 110
TABLEAU 15 PARAMETRES DE L'ACCOUPLEMENT 5 MW - 100 TR/MIN. 118
TABLEAU 16 DIMENSIONS DES BOBINES SUPRACONDUCTRICES. 125
TABLEAU 17 PARAMETRES GEOMETRIQUE, MAGNETIQUE ET ELECTRIQUE DU PROTOTYPE. 134
TABLEAU 18 RESISTANCE ET INDUCTANCES DE LA MACHINE. 145

Résumé

Nous proposons l'étude d'une machine supraconductrice à flux axial composée d'un stator bobiné en cuivre et d'un inducteur avec des solénoïdes supraconducteurs à hautes températures critiques (HTc). Ce type de machine est adapté pour des applications de fortes puissances (plusieurs MW) avec de faibles vitesses de rotation (quelques centaines de tr/min), comme la propulsion de navire.

Un accouplement magnétique, intégré au moteur, est utilisé pour transmettre le couple de l'inducteur supraconducteur vers la charge à température ambiante sans contact. On peut ainsi se passer des « torques tubes » qui sont habituellement présents dans les moteurs supraconducteurs pour relier mécaniquement l'inducteur à la charge et ainsi réduire les pertes thermiques par conduction. De plus, les accouplements magnétiques offrent une protection naturelle contre les surcharges mécaniques

Pour évaluer les performances de la solution proposée, nous avons développé un modèle analytique en 3D prenant en compte le comportement non linéaire des supraconducteurs en fonction du champ magnétique appliqué et de la température de fonctionnement. Ce modèle est ensuite intégré dans un processus de dimensionnement utilisant un algorithme génétique multi objectifs. Les résultats de cette optimisation montrent un gain en compacité (machine avec accouplement magnétique) 2 à 3,5 fois plus importants par rapport à des machines conventionnelles.

Un prototype de machine supraconductrice à flux axial avec accouplement magnétique intégré est aussi réalisé. La conception, la fabrication et les tests sont présentés dans ce manuscrit. Tous les résultats sont validés par des calculs par éléments finis.

Mots clés : moteurs supraconducteurs, accouplement magnétique, modèle analytique, optimisation, éléments finis, aimants permanents

Summary

The study of an axial-field high temperature superconducting (HTS) motor for applications requiring high torque densities is proposed. The HTS motor consists of a stator with copper winding and an inductor with superconducting coils.

A HTS magnetic coupler is used as a part of the system, to transmit the torque from the HTS motor to the load. This solution is a good alternative to the usually used torques tubes as it results in the reduction of conduction thermal losses and offers an intrinsic protection against overloads.

To evaluate the performance of the studied device, a 3D electromagnetic analytical model has been developed. This model takes into account the dependence on the applied magnetic field and temperature of the HTS material. Finally, a genetic algorithms optimization of the studied device is carried out to find the optimum geometric dimensions. The results show that the proposed solution (machine with magnetic coupling) is about 2 to 3,5 times more compact than a conventional machine drive solution.

An axial-field HTS motor with integrated magnetic coupling has been also designed, constructed and tested. The test results have been checked by 3D finite element computations.

Key words: HTS motors, magnetic coupling, analytical model, optimization, finites elements, permanent magnets