



HAL
open science

Dimensionnement d'un moteur supraconducteur HTc

Sofiane Bendali

► **To cite this version:**

Sofiane Bendali. Dimensionnement d'un moteur supraconducteur HTc. Autre. Université de Lorraine, 2012. Français. NNT : 2012LORR0290 . tel-01749647

HAL Id: tel-01749647

<https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01749647v1>

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.



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>

UNIVERSITE DE LORRAINE

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES

École Doctorale: Informatique Automatique Électrotechnique Électronique Mathématiques

Département de Formation Doctorale: Électrotechnique Électronique

Thèse

Présentée en vue de l'obtention du grade de

Doctorat de l'Université de Lorraine

Spécialité Génie Électrique

Par

Sofiane BENDALI

Dimensionnement d'un moteur supraconducteur HTc

Soutenance publique le vendredi 07/12/2012 devant le jury composé de :

Membres du jury :

M. Mohammed-El-Hadi ZAIM	Professeur, Polytech Nantes - IREENA - CRTT	Président
M. Mohamed GABSI	Professeur, ENS de Cachan - Laboratoire SATIE	Rapporteur
M. Éric LAFONTAINE	Docteur-HDR, DGA/DS/MRIS	Rapporteur
M. Paul LETELLIER	Ingénieur JEUMONT Electric	Examineur
M. Abderrezak REZZOUG	Professeur, Université de Lorraine, Laboratoire GREEN	Examineur
M. Michel AMIET	DGA/DET/CEP	Examineur
M. Daniel LALOY	Ingénieur JEUMONT Electric	Invité
M. Denis NETTER	Professeur, Université de Lorraine, Laboratoire GREEN	Directeur de la thèse
M. Smail MEZANI	Maître de Conférences, Université de Lorraine, Laboratoire GREEN	Co-directeur de la thèse

Avant propos

Ces travaux de recherche se sont déroulés au laboratoire du Groupe de Recherche en Electrotechnique et en Electronique de Nancy (GREEN). Ils s'inscrivent dans le cadre d'une convention CIFRE entre le GREEN et la société JEUMONT ELECTRIC.

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur A. REZZOUG, professeur à l'Université de Lorraine et ancien directeur du GREEN, et Monsieur Shahrokh SAADATE, directeur du GREEN pour m'avoir accueilli dans le laboratoire et pour m'avoir permis de mener ces travaux dans les meilleures conditions possibles.

Je remercie très sincèrement Monsieur Mohammed-El-Hadi ZAIM, Professeur à Polytech Nantes - IREENA - CRTT pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider mon Jury.

J'adresse également mes remerciements à Messieurs M Mohamed GABSI, Professeur à L'ENS Cachan, et à Monsieur Éric LAFONTAINE, Docteur-HDR, DGA/DS/MRIS, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail en acceptant d'être les rapporteurs de ma thèse et pour leur participation à mon jury.

Mes remerciements s'adressent aussi à Monsieur Michel AMIET, ingénieur DGA/DET/CEP, pour l'intérêt qu'il porte à mon travail.

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude à Monsieur Denis NETTER, Professeur à l'Université de Lorraine, pour avoir été mon Directeur de thèse. Ses précieux conseils et son expérience m'ont permis de progresser tout au long de ce travail de recherche.

Je remercie Monsieur Smail MEZANI, Maître de Conférences à l'Université de Lorraine, pour avoir co-encadré ma thèse. Sa grande disponibilité et son engagement scientifique m'ont aidé à me dépasser durant ces années. Qu'il trouve en ces quelques lignes ma profonde sympathie et le témoignage de ma profonde reconnaissance.

Mes remerciements vont aussi à l'endroit de Monsieur Daniel LALOY, responsable de l'équipe R&D, et Monsieur Paul LETELLIER de la société JEUMONT ELECTRIC, pour leur suivi durant cette thèse et leur accueil chaleureux au sein de la société. Qu'ils trouvent ici ma profonde sympathie pour leur disponibilité et leurs qualités humaines.

Je remercie Monsieur Jean LEVEQUE, professeur à l'Université de Lorraine, Monsieur Bruno DOUINE, Maître de Conférences à l'Université de Lorraine et Monsieur Thierry LUBIN, Maître de Conférences à l'Université de Lorraine pour leurs nombreux conseils concernant les parties expérimentales, les nombreuses discussions enrichissantes et leurs précieuses remarques.

Je tiens également à remercier l'ensemble des chercheurs, enseignants et personnel du GREEN qui ont su créer une ambiance de travail agréable, et à tout ceux qui ont eu la gentillesse d'assister à la soutenance de cette thèse.

Je tiens également à exprimer mes remerciements et mes meilleurs sentiments à mes amis : Gaël, Marie-Océane, Renaud, Lamia, The Cuong, Tahar, Rijaniaina, Eid, Laurent... Merci aussi à tous ceux que j'ai pu oublier.

Je ne saurais jamais oublier d'être reconnaissant envers mes parents, mes chères sœurs Fazia et Kahina, et mes frères Djamel, Madjid, Mahrez et Abdenour qui n'ont jamais cessé de souhaiter mon bonheur.

Mon dernier remerciement, mais non des moindres, s'adresse à ma femme adorée Katia pour sa patience et l'amour qu'elle a su m'apporter tout au long de cette thèse

Sommaire

AVANT PROPOS.....	I
SOMMAIRE.....	III
INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I: BIBLIOGRAPHIE SUR LES MOTEURS SUPRACONDUCTEURS.....	5
I. Introduction	7
II. Les fils supraconducteurs HTc	8
1. Supraconductivité	8
2. 1 ^{ère} génération : BSCCO	10
3. 2 ^{ème} génération : YBCO	11
4. Le MgB2	12
5. Comparaison des conducteurs	12
a. Aspects économiques	12
b. Densité de courant critique	13
III. Bilan des réalisations depuis la découverte des HTc.....	15
1. Moteur synchrone.....	15
a. Moteurs synchrones à pôles saillants à flux radial	15
b. Moteur synchrone à flux axial	27
c. Autres topologies de moteur synchrone	28
2. Machine homopolaire.....	29
3. Machines originales	31
a. Machines développées au laboratoire GREEN	31
b. Machine synchrone à enroulement hélicoïdal	32
IV. Analyse statistique des réalisations.....	33
1. Analyse sur la structure, la technologie et les matériaux utilisés	33
a. Type de structure	33
b. Matériaux utilisés	35
c. Cryogénie : température, cryogène, fixe ou rotative	36
2. Analyse sur l'application recherchée et les gains obtenus	38
a. Type d'application	38
b. Comparaison avec les machines conventionnelles	38
3. Projets récents et tendances	40
V. Conclusion	41
CHAPITRE II: CARACTERISATION DC D'UNE BOBINE SUPRACONDUCTRICE.....	43
I. Modèles des supraconducteurs	45
1. Introduction.....	45
2. Le modèle de l'état critique.....	45
3. Modèles empiriques	46

a.	Le modèle de la loi en puissance	46
b.	Le modèle exponentiel	48
4.	Discussion	49
II.	Calcul du courant critique d'une bobine BSCCO	50
1.	Introduction et problématique.....	50
2.	Méthode de calcul	51
3.	Exemple de calcul et validation expérimentale	55
a.	Description de la bobine HTc.....	55
b.	Description du banc de mesure.....	56
c.	Cas étudiés	57
4.	Résultats et comparaisons.....	58
d.	Distribution du champ et courbe U-I.....	58
e.	Comparaisons des trois courbes U-I.....	64
f.	Discussion sur l'influence de B_{\perp}	65
5.	Conclusion	67
 CHAPITRE III: PERTES AC DANS UNE BOBINE SUPRACONDUCTRICE		69
I.	Introduction	71
II.	Mesures expérimentales	72
1.	Introduction.....	72
2.	Méthode expérimentale.....	72
3.	Résultat de mesure	74
a.	Forme de la tension compensée	74
b.	Comparaison entre la mesure à l'oscilloscope et la détection synchrone	75
c.	Pertes AC	76
4.	Discussion	78
III.	Calcul des pertes en courant alternatif.....	79
1.	Introduction.....	79
2.	Formulation du problème en 2D	79
a.	Le champ magnétique H comme variable d'état	80
b.	Les simplifications en deux dimensions	80
c.	Implémentation sous COMSOL	81
3.	Etude d'un cas multi spire	82
a.	Description du problème	82
b.	Résultats et discussion.....	83
4.	Bobine BSCCO et comparaison expérimentale.....	85
a.	Description du problème	85
b.	Résultats et discussion.....	86
IV.	Conclusion	89
 CHAPITRE IV: MODELISATION ANALYTIQUE DES MACHINES SYNCHRONES A POLES LISSES		91
I.	Introduction	93
II.	Problème étudié.....	94
1.	Exemple étudié et hypothèses simplificatrices	95
2.	Définitions des sources	96
3.	Équations à résoudre	96

III. Méthode de résolution	97
4. Système d'équations linéaires à résoudre	99
5. Méthode de résolution par récurrence	100
IV. Validation de la méthode	101
1. Géométrie.....	101
2. Résultats et comparaison avec un logiciel FEM.....	102
V. Conclusion et perspectives :.....	104

CHAPITRE V: ÉTUDE ET DIMENSIONNEMENT D'UN MOTEUR SYNCHRON A INDUCTEUR HTC 105

I. Présentation de l'étude	107
1. Introduction.....	107
2. Structures étudiées	107
3. Modélisation par éléments finis.....	108
a. Définition des matériaux	109
b. Estimation du courant critique d'un pôle	110
c. Calcul du couple	110
4. Définition des paramètres de l'étude	110
5. Résultats des simulations	112
a. Influence de la polarité.....	112
b. Influence des paramètres géométriques.....	113
6. Discussion et conclusion	117
II. Réalisation d'un inducteur de machine supraconductrice-Projet REIMS.....	118
1. Description et objectifs.....	118
2. Partenaires	119
3. Dimensionnement et caractéristiques du moteur cible.....	120
a. Choix des paramètres fondamentaux	120
b. Résumé des caractéristiques du moteur	121
4. Conception d'un pôle supraconducteur	123
a. Composition de la structure	123
b. Etude du pôle et de la structure.....	124
5. Perspectives	129

CONCLUSION GENERALE	131
----------------------------------	------------

LISTE DES FIGURES	133
--------------------------------	------------

LISTE DES TABLEAUX	136
---------------------------------	------------

BIBLIOGRAPHIE.....	137
---------------------------	------------

Introduction générale

On a fêté en 2011 le centenaire de la supraconductivité, phénomène découvert en 1911 par le physicien néerlandais *Heike Kamerlingh Onnes* et son équipe. Lorsqu'un matériau supraconducteur est refroidi en dessous d'une température critique, il présente une résistance nulle et un diamagnétisme parfait. Ces deux caractéristiques, particulièrement la première d'entre elles, montrent le potentiel de ces matériaux pour des applications industrielles. La plus mature de ces applications est sans doute l'imagerie médicale, qui fait appel aux supraconducteurs dits "à basse température critique" refroidis à l'Hélium liquide (fluide cryogénique très rare et difficile à fabriquer) à 4 Kelvin.

La mise en évidence en 1986, par *Karl Müller et Johannes Bednorz*, du premier matériau à haute température critique (HTc) a redonné un élan formidable à la recherche et aux applications des supraconducteurs. Le passage du laboratoire vers l'industrie n'est malheureusement que partiel en raison, entre autre, de la non maîtrise des savoir-faire (mise au point des matériaux, fabrication de bobinages, assemblages mécaniques avec de fortes contraintes, cryogénie) et de la relative méconnaissance du marché potentiel.

L'un de ces marchés concerne justement l'industrie électrotechnique; les applications vont du réseau électrique (protection par des limiteurs de courants supraconducteurs, transport de courant par câbles supraconducteurs) aux convertisseurs électromécaniques (machines tournantes, sustentation magnétique de type Maglev, lanceurs électromagnétiques...) en passant par le stockage d'énergie (SMES, volant d'inertie,...).

L'application "machines tournantes" a connu, durant cette dernière décennie, un très fort développement. Comme évoqué plus haut, beaucoup de problèmes persistent, cependant, l'évolution des matériaux et des systèmes de refroidissement (cryoréfrigérateur) pour les supraconducteurs à haute température critique, permettent d'envisager une réelle rupture technologique (en termes de rendement et de compacité) par rapport aux solutions classiques à base de cuivre et d'aimants permanents. Ce gain en compacité est fortement recherché pour des applications telles que la propulsion marine et la génération éolienne mais aussi pour l'aéronautique et les transports.

La société JEUMONT Electric, leader français et acteur majeur dans la production de machines électriques de très forte puissance, a décidé d'explorer une alternative à sa technologie en cours de développement et de se hisser au niveau d'autres industriels qui fabriquent des moteurs supraconducteurs. L'intérêt de JEUMONT Electric pour les machines supraconductrices HTc, l'a amené à s'associer avec l'équipe "application des supraconducteurs en électrotechnique" du laboratoire GREEN, afin d'acquérir les savoir-faire spécifiques aux supraconducteurs.

Ainsi, les travaux présentés dans cette thèse, ont été effectués dans le cadre d'une convention CIFRE entre le GREEN et JEUMONT Electric.

Ce travail commence par une étude bibliographique dans laquelle trois points sont abordés :

- les fils supraconducteurs à haute température critique HTc et leurs processus de fabrication avec une analyse comparative de leurs caractéristiques intrinsèques et de leurs coûts,
- la description des réalisations remarquables de machines HTc de fortes puissances en mettant l'accent sur les topologies adoptées et sur les éléments technologiques (cryogénie, transmission du couple,...) qui les constituent,
- une analyse statistique sur les réalisations de machines supraconductrices HTc post 1990 qui inclue un comparatif, en termes de compacité, par rapport aux machines conventionnelles.

Ce premier chapitre peut être vu comme un guide technologique HTc pouvant apporter très rapidement des éléments de réponse à de nombreuses questions qu'un industriel peut se poser avant d'entamer les phases d'étude et de réalisation d'un moteur supraconducteur HTc.

La particularité des machines supraconductrices réside dans le fait que les courants dc (inducteurs) et/ou ac (induits) qui peuvent être injectés dépendent de plusieurs paramètres. Les difficultés proviennent des caractéristiques non linéaires des matériaux, de la multiplicité des interactions de plusieurs phénomènes physiques, de contraintes mécaniques et des limites thermiques liées au refroidissement.

Ainsi, la phase d'étude commence par la caractérisation des matériaux supraconducteurs à partir de mesures spécifiques sur des échantillons "courts" (rubans, amenés de courants, pastilles...) ou "longs" (bobines, assemblage de pastilles,...).

Pour ce faire, les chapitres 2 et 3 du manuscrit sont respectivement dédiés à la caractérisation DC des fils supraconducteurs HTc et à la détermination des pertes AC sous champ variable.

Le chapitre 2 décrit d'abord les méthodes expérimentales pour la détermination du courant critique d'une bobine supraconductrice. Par la suite, et afin de caractériser plus rapidement des bobines de diverses formes et dans divers environnements électromagnétiques, nous présentons une méthode associant la connaissance des caractéristiques intrinsèques de ruban supraconducteurs et le calcul du champ magnétique. Afin de réduire le temps de calcul lorsque le nombre de spires est important, nous introduisons une méthode d'homogénéisation. L'influence des matériaux ferromagnétiques sur les caractéristiques des supraconducteurs HTc est très largement abordée. Divers résultats de simulation et de mesures sont présentés et comparés.

Le dimensionnement de la cryogénie associée aux supraconducteurs dépend fortement des pertes en champ variable. Dans le chapitre 3, nous commençons par décrire le protocole expérimental permettant la mesure des pertes AC en courant de transport sinusoïdal. Une attention particulière est portée à l'influence de la fréquence d'alimentation sur ces pertes.

Par la suite, nous établissons un modèle numérique 2D permettant le calcul des pertes AC. La méthode des éléments finis, avec une formulation utilisant le champ magnétique comme variable, est utilisée pour résoudre le problème de diffusion du champ magnétique dans les supraconducteurs HTc caractérisés par une loi en puissance $E(J)$. Une méthode d'homogénéisation est introduite afin de réduire les temps de calculs dans le cas de bobines à très grand nombre de spires. Les résultats théoriques et expérimentaux sont comparés.

Le travail de caractérisation étant effectué, nous passons dans les chapitres 4 et 5 au dimensionnement de moteurs supraconducteurs HTc. La modélisation électromagnétique fait appel à la résolution des équations du champ magnétique par des méthodes analytiques et numériques.

Dans le chapitre 4, un modèle analytique linéaire 2D est développé pour des structures de machines synchrones sans dents ni noyaux ferromagnétiques (bobinages dans l'entrefer). Les équations de Laplace et de Poisson sont résolues par séparation de variables dans des domaines annulaires 2π périodique avec une formulation en potentiel vecteur. Ces domaines peuvent représenter des bobinages, des aimants, des entrefers et des culasses ferromagnétiques de perméabilité constante.

Le nombre de domaines pouvant être important, l'écriture formelle sous forme analytique de la solution devient très fastidieuse voire impossible. Nous proposons donc une méthode de résolution récursive permettant un calcul rapide des différents coefficients de Fourier qui interviennent dans la solution. Un exemple de calcul d'une machine synchrone à inducteur et induit supraconducteurs est présenté. Les résultats du calcul du champ et du couple sont validés par éléments finis.

Le chapitre 5 est dédié au dimensionnement d'une structure de machine synchrone supraconductrice à pôles saillants. Les calculs sont effectués par éléments finis 2D avec prise en compte de la saturation du fer. Les contraintes liées aux courants critiques dans les bobinages, présentées dans le chapitre 2, sont incluses dans le dimensionnement. Différentes études paramétriques sont menées afin d'optimiser la structure tout en minimisant la longueur du fil supraconducteur. Des structures avec et sans fer sont examinées et leurs performances comparées.

Pour terminer cette étude, nous présentons un projet de construction d'un pôle de machine supraconductrice. En effet, et dans la continuité de nos travaux, JEUMONT Electric et d'autres partenaires en France (le GREEN et le CRETA) se sont associés dans le cadre d'un projet financé par l'ANR, nommé REIMS "**RE**alisation d'un **I**nducteur de **M**achine **S**upraconductrice".

Les premiers résultats concernant le dimensionnement électromagnétique et thermique sont donnés. Les solutions techniques envisagées sont largement commentées.

Une conclusion générales et des perspectives viennent terminer ce manuscrit.

Chapitre I: Bibliographie sur les moteurs supraconducteurs

I. Introduction

Ce chapitre bibliographique est décomposé en trois parties.

Dans la première partie, nous évoquerons le phénomène de la supraconductivité d'une manière générale, notamment les grandeurs critiques qui caractérisent l'état supraconducteur. Ensuite nous présenterons les fils supraconducteurs à haute température critique HTc: BSCCO, YBCO et MgB₂. Par la suite et pour montrer les limites de ces matériaux, nous détaillerons leurs processus de fabrication et nous ferons une comparaison de leurs coûts et de leurs caractéristiques intrinsèques.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous parlerons de la conception et du développement des moteurs et générateurs supraconducteurs depuis le début des années 1990. Nous commencerons par une description des réalisations remarquables de moteurs supraconducteurs à haute température critique (HTc). En particulier, les machines de fortes puissances (moteurs à fort couple et basse vitesse et générateurs) réalisées depuis l'apparition des fils supraconducteurs HTc seront décrites. Nous détaillerons les différentes topologies de machines réalisées et testées par différentes équipes de recherche de par le monde: machines synchrones, homopolaires, machines à flux axial et les machines originales.

En premier lieu, nous allons procéder à l'étude des machines synchrones à pôles saillants (MSPS) d'une manière détaillée, avec un descriptif des éléments technologiques qui les constituent tels que l'induit à air, le système cryogénique de l'inducteur et le système de transmission de couple...etc. Ensuite nous présenterons les différentes réalisations de forte puissance de ce type de structure, puis nous regrouperons les autres structures de machine synchrone dans un tableau récapitulatif : machine à réluctance, hystérésis et flux piégé...etc. En deuxième lieu, nous avons choisi de présenter quelques machines de conception originale, qui ne sont possibles que grâce aux propriétés des matériaux supraconducteurs, parmi lesquelles deux structures étudiées au laboratoire GREEN de Nancy.

Dans la troisième partie de ce chapitre, nous présenterons une analyse statistique sur les réalisations de moteurs supraconducteurs à haute température critique post 1990. Lors de cette recherche bibliographique, nous avons recensé au total 80 réalisations de machines dont la puissance est comprise entre une centaine de kilowatts et plusieurs dizaines de mégawatts (36,5 MW). Dans la suite de cette analyse, nous porterons notre intérêt sur les moteurs d'une puissance supérieure à 100 kW, les machines qui rentrent dans cette catégorie sont au nombre de 24, leurs caractéristiques ont été rapportées en se basant essentiellement sur les communications et publications des différents constructeurs. Toutefois, un certain nombre de données est manquant pour des raisons de confidentialité comme par exemple la masse ou le volume. Nous commencerons notre analyse par une classification du type de technologie utilisée : topologie, cryogénie et matériau. Ensuite, nous analyserons les applications envisagées pour ces moteurs et nous fournirons une comparaison de compacité avec les machines conventionnelles en cuivre.

Enfin, nous présenterons aussi quelques projets de machines récentes dans le but d'analyser les tendances des projets futurs.

II. Les fils supraconducteurs HTc

1. Supraconductivité

La supraconductivité est un phénomène physique qui apparaît dans certains matériaux à basse température, il est caractérisé par des propriétés spécifiques : l'absence complète de résistance électrique et un diamagnétisme parfait appelé « effet Meissner ». En parvenant à liquéfier l'hélium en 1908, le chercheur néerlandais Kamerlingh Onnes a découvert la supraconductivité du mercure en 1911 (prix Nobel en 1913) alors que la découverte des supraconducteurs à haute température critique est intervenue en 1986 [BeM186].

Ce phénomène est caractérisé par trois grandeurs critiques :

Température critique :

La température critique (T_c) est la température à laquelle la résistivité électrique d'un matériau supraconducteur tombe à zéro (non mesurable). Les températures critiques des différents matériaux supraconducteurs ne dépassent pas une vingtaine de Kelvin pour les matériaux basse température (NbTi à 9,2 Kelvin), en revanche, elles peuvent atteindre 160 Kelvin pour les matériaux à haute température critique (YBCO à 135 Kelvin).

Champ magnétique critique :

Deux types de supraconducteurs existent, les supraconducteurs de type 1 qui possèdent un seul champ critique (H_c), au-delà de ce champ le matériau transite directement vers l'état normal. A l'inverse, les supraconducteurs de type 2 possèdent deux champs critiques :

H_{c1} : ce champ critique fait transiter le supraconducteur vers un autre état appelé « état mixte », la valeur de ce champ est très faible (quelques milliteslas).

H_{c2} : ce champ critique fait transiter le supraconducteur de l'état mixte vers l'état normal, sa valeur est de l'ordre d'une dizaine de Tesla pour les basses températures et d'une centaine de Tesla pour les hautes températures. Cet état mixte est caractérisé par une pénétration partielle du champ magnétique dans le supraconducteur (apparition des vortex), donc un état diamagnétique partiel.

Le champ critique des supraconducteurs de type 1 est très faible par rapport à ceux des supraconducteurs de type 2 (H_{c2}), ce qui explique que tous les matériaux utilisés dans les applications de puissance sont tous de type 2 (basse et haute température critique).

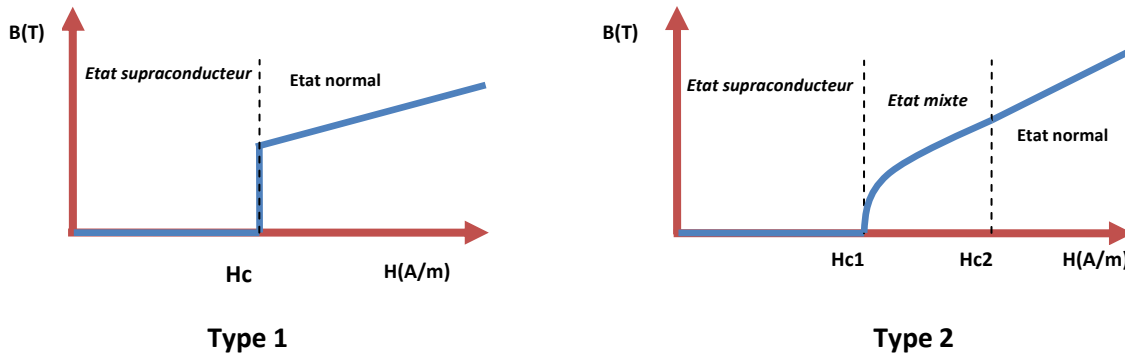


Figure I-1: Comportement d'un supraconducteur de type 1 et 2

Densité de courant critique J_c :

La définition de cette grandeur critique dépend du type de supraconducteur ; pour les supraconducteurs de type 1, celle-ci correspond à la densité de courant maximum que peut supporter le matériau avant sa transition vers l'état normal. Pour les supraconducteurs de type 2, la définition de cette grandeur est moins claire, la densité de courant critique est celle qui amorce le désancrage des vortex, provoquant des échauffements thermiques qui conduisent à la transition du matériau de l'état supraconducteur à l'état normal. La valeur de cette grandeur dépend du champ magnétique appliqué et de la température de fonctionnement. La valeur de J_c se détermine en introduisant un critère arbitraire sur le champ électrique.

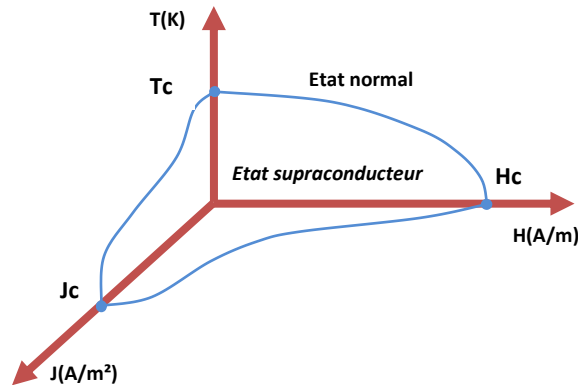


Figure I-2 : Surface critique d'un état supraconducteur

Les trois grandeurs : densité de courant critique, champ magnétique critique et température critique évoquées précédemment sont dépendantes entre elles. La Figure I-2 illustre cette relation de dépendance, ainsi on peut définir une surface critique ou une zone dans laquelle le matériau reste à l'état supraconducteur. Dans les applications pratiques, à une température cryogénique fixe, les matériaux doivent être capables de transporter des courants élevés sous un champ magnétique intense. Cette dépendance de la densité de courant en fonction du champ magnétique fait l'objet de travaux de recherche et plusieurs relations et lois de comportement ont été proposées [Siro02].

2. 1^{ère} génération : BSCCO

Deux ans après la découverte des supraconducteurs à haute température critique en 1986 [BeM186]. Le BSCCO (*Bismuth Strontium Calcium Copper Oxide*) a été mis au point par une équipe japonaise en 1988 [MTFA88]. Les premières performances électriques étaient médiocres (e.g : l'index $n \approx 2$ et $T_c = 105$ Kelvin). Ensuite, d'autres équipes de recherche ont continué à développer ce matériau et les premiers fils multi filamentaires sont apparus au début des années 1990. La dénomination commerciale de ce fil est : HTS-1G, ce qui signifie supraconducteur HTc de 1^{ère} génération.

Des supraconducteurs BSCCO sous forme massive ont été élaborés par un certain nombre de fabricants, les caractéristiques d'écrantage et de piégeage de ces « bulk » sont médiocres. Par conséquent ce matériau est exploité principalement sous forme d'un conducteur multi filamentaire.

La conception de ce fil repose sur des techniques d'extrusions et d'empilements de la métallurgie classique selon les étapes suivantes :

1. Remplissage d'un tube d'argent (Ag) par le précurseur ;
2. Extrusion du tube (alignement des cristaux du précurseur) ;
3. Empilement dans un tube d'argent de taille supérieure ;
4. Laminage et formation d'un ruban ;
5. Traitement thermique complexe (atmosphère contrôlée).

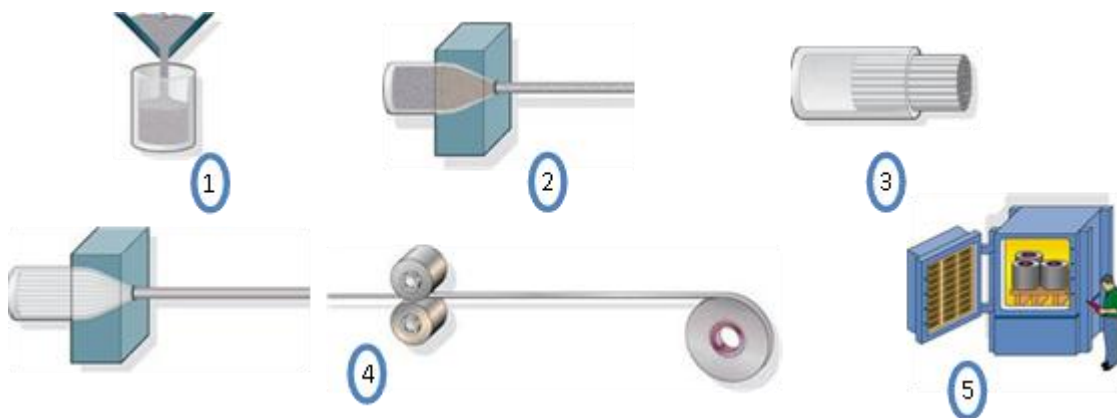


Figure I-3 : Processus de fabrication des rubans BSCCO [Amsc]

Le traitement thermique complexe nécessaire à la réalisation de ces conducteurs rend le processus de fabrication coûteux. Aussi, la matrice d'Argent (Ag) qui constitue 70% des conducteurs 1G est l'inconvénient majeur de ces fils. De plus, les fluctuations de prix de cette matière première (Ag) représentent un frein pour leur développement commercial.

Généralement, ces conducteurs sont sous forme d'un ruban de 4 mm de largeur et de 0,2 mm d'épaisseur, le pourcentage de matériau supraconducteur dans le conducteur final est d'environ 30%. La Figure I-4 montre une section d'un ruban BSCCO, sur laquelle nous pouvons distinguer la matrice d'argent et les filaments.

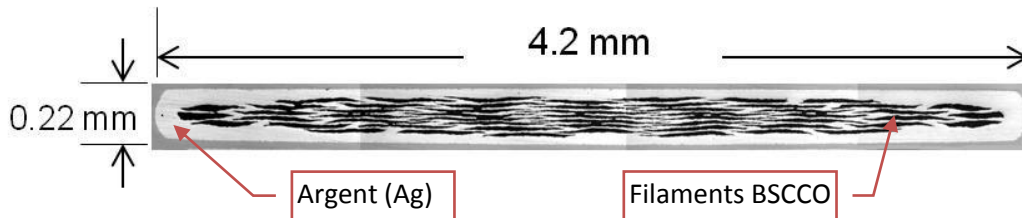


Figure I-4: Section d'un ruban Sumitomo Electric BSCCO Bi-2223

Les caractéristiques de ces conducteurs 1G sont optimales aux alentours de 30 Kelvin, à cette température la densité de courant critique (J_c) sous 2 Tesla est équivalente à la densité de courant critique à 77 Kelvin sous champ propre ($\approx 100 \text{ A/mm}^2$). Ce conducteur est fortement anisotrope, l'orientation du champ magnétique appliqué influence aussi le courant critique du conducteur, le champ magnétique perpendiculaire à la largeur du ruban est plus influent que le champ parallèle. Par ailleurs, ces conducteurs sont réputés robustes mécaniquement.

3. 2^{ème} génération : YBCO

Les conducteurs de seconde génération sont à base $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_x$ (Yttrium Barium Copper Oxide), ils ont été découverts au même moment que ceux de la première génération à base de BSCCO.

Au début des années 2000, les fabricants ont orienté leur développement sur les conducteurs à base d'YBCO pour des raisons de coûts. La structure et la méthode de fabrication des fils HTc 2G sont très différentes de celles des fils HTc 1G, ces premiers sont réalisés en déposant une couche mince d'YBCO (quelques micromètres) sur un substrat métallique par des techniques et des procédés physico-chimiques. Ce substrat est en général un alliage nickel-tungstène, sur lequel vient s'ajouter une couche tampon sur laquelle est déposé le précurseur YBCO. Une couche extérieure de cuivre/argent est rajoutée pour stabiliser le conducteur. Les rubans obtenus ont une épaisseur comprise entre 0,1 et 0,2 mm et une largeur comprise entre 4 mm et 12 mm. Afin d'illustrer ces différentes couches. Une structure métallique simplifiée est montrée sur la Figure I-5.

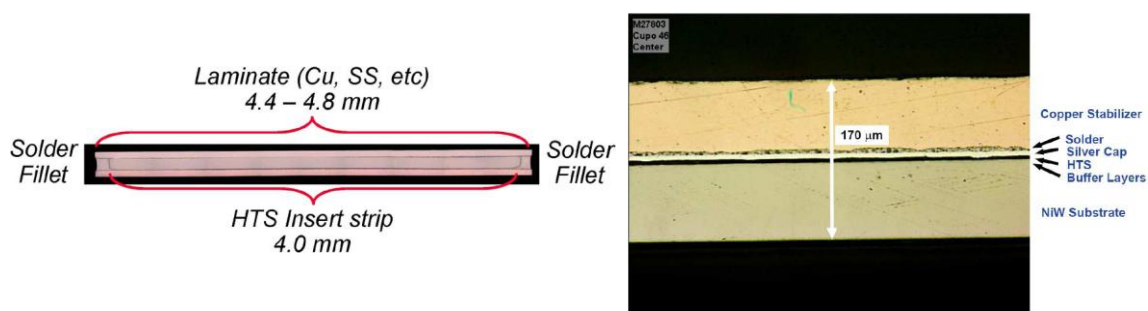


Figure I-5: (gauche) ruban YBCO d'American Superconductor [RSVT07], (droite) section d'un ruban YBCO

Les performances des conducteurs de deuxième génération (YBCO) sont très supérieures à celles des conducteurs de première génération (BSCCO) en termes de densité de courant en fonction du champ sur fil ainsi qu'au regard des coûts de production qui sont théoriquement plus faibles (cf § Comparaison des conducteurs).

Cependant, les bobines YBCO présentent des courants critiques considérablement dégradés par rapport aux caractéristiques des fils YBCO non bobinés. Plusieurs études récentes [LECS07, THTY10] montrent que le délaminage des couches de ces conducteurs lors du refroidissement est à l'origine de cette dégradation.

4. Le MgB2

La découverte de la propriété supraconductrice du Diborure de Magnésium (MgB2) est intervenue au Japon en 2001 [NNMZ01]. Sa température critique de 39 Kelvin le situe entre les supraconducteurs basses températures et hautes températures critiques.

La structure de conducteurs MgB2 est multi filamentaire, il existe principalement deux processus de fabrication : CTFF (*Continuous Tube Forming and Filling* utilisé par *HYPERTECH RESEARCH*) technique de formage et de remplissage en continu, et PIT (*Powder-in-tube* utilisée par *COLUMBUS SUPERCONDUCTORS SpA*) qui repose sur la même technique utilisée pour la fabrication du BSCCO. Le traitement thermique nécessaire aux deux processus précédents est moins complexe que celui utilisé pour les conducteurs de première génération. Ces techniques de fabrication permettent d'avoir des fils ronds, des méplats ou des rubans à des longueurs importantes (5 km) ainsi que des conducteurs robustes et économiques. La Figure I-6 montre différentes formes de conducteurs à base de MgB2 du *COLUMBUS SUPERCONDUCTORS SpA*.



Figure I-6: Section de quelques conducteurs MgB2 [Colu12]

Malgré leurs températures critiques d'environ 40 Kelvin, il est plus opportun d'utiliser les conducteurs MgB2 à des températures inférieures à 20 Kelvin, ce qui permet d'avoir des caractéristiques satisfaisantes en termes de densité de courant en fonction du champ sur fil.

5. Comparaison des conducteurs

a. Aspects économiques

Les fabricants de fil préfèrent travailler avec l'unité de prix « \$/Ampère. Mètre », qui consiste à diviser le prix par mètre du ruban par la valeur du courant critique I_c , à un point de fonctionnement donné.

Voici un exemple de calcul, pour un conducteur ayant un courant critique $I_c=0,1$ kA à une température de 77 K, et un prix par mètre de: 30-40 \$/m.

On calcule le prix en « \$/Ampère. Mètre »: $(30-40\$/m * k.A)/I_c \Rightarrow \$300-400/kA.m$.

Afin de pouvoir comparer le tarif des différents conducteurs HTc, nous présentons ci-dessous les courbes d'évolution des coûts des conducteurs supraconducteurs HTc depuis 2004. Nous

avons choisi un point de fonctionnement de 30K sous champ propre, ceci permettra de comparer les conducteurs 1G-BSCCO et 2G-YBCO avec le MgB2.

Concernant l'YBCO, les données sur le prix sont extraites de la référence [Selv11], le prix des conducteurs 2G a fortement diminué depuis 2004 jusqu'à atteindre celui du BSCCO en 2009. L'objectif à long terme des fabricants est de diviser ce prix par 10, ce qui est très optimiste étant donné qu'il faut également améliorer les propriétés et caractéristiques du conducteur, plusieurs techniques sont étudiées : dopage, ajout de terres rares et changement de la structure du ruban.

Les données relatives au prix du BSCCO sont extraites de la référence [TJSK06], malgré le cours de l'Argent (Ag) qui augmentent régulièrement, le coût du BSCCO continu à diminuer sensiblement. Ceci est dû aux améliorations apportées à ce fil en termes de courant critique, en utilisant des nouvelles techniques et processus de production. A titre d'exemple SUMITOMO ELECTRIC a réussi à augmenter de 50% le courant critique des ces conducteurs DI-BSCCO.

Afin de calculer le coût du fil MgB2, nous avons considéré un prix de l'ordre de 2\$/m, ce fil ayant des caractéristiques fournisseurs rapportées dans la référence [LYSS12]. Nous constatons que le MgB2 reste un conducteur bon marché et une alternative intéressante. De plus, les efforts pour améliorer les performances du MgB2 permettront dans le futur de réduire encore plus son prix.

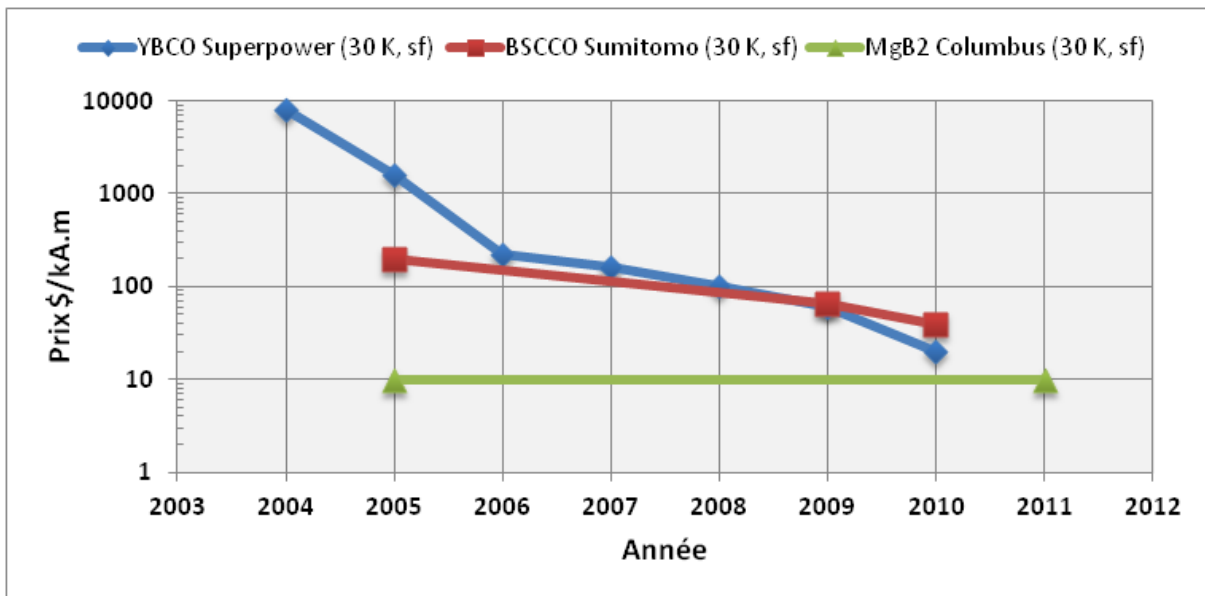


Figure I-7: Coût des fils supraconducteurs HTc

b. Densité de courant critique

Nous proposons sur la Figure I-8 une comparaison de la densité de courant, en fonction du champ magnétique perpendiculaire appliqué, des trois conducteurs HTc : YBCO, BSCCO et MgB2. Les matériaux HTc sont intrinsèquement anisotropes, et leur sensibilité au champ magnétique dépend de la direction de celui-ci par rapport à la surface du ruban HTc.

Généralement, le champ perpendiculaire à la largeur du ruban influe plus négativement que le champ parallèle à cette largeur.

La densité de courant prise en compte est celle qui consiste à diviser le courant total transporté par un conducteur sur la section totale du conducteur en prenant en compte la matrice stabilisatrice pour les conducteurs multi filamentaires (BSCCO et MgB2), ainsi que le substrat et la couche stabilisatrice pour l'YBCO ; cette densité est appelée « densité de courant ingénieur » J_e . Ces données concernent le ruban Di-BSCCO du Sumitomo Electric [NKKY11, TJSK06], YBCO d' American Superconductor [RSVT07, Selv11] et le MgB2 de Columbus Superconductors [BNPG07, LYSS12].

Afin de mettre en évidence les possibilités d'employabilité de ces matériaux dans les moteurs électriques supraconducteurs, une zone d'utilisation pour les machines est définie sur la Figure I-8, elle est comprise entre 1,5 et 3 tesla pour le champ magnétique perpendiculaire et une densité de courant ingénieur $J_e > 30 \text{ A/mm}^2$.

Les caractéristiques de l'YBCO à 30 Kelvin sont plus intéressantes que celles des deux autres conducteurs. Le BSCCO à 30 Kelvin et les fils MgB2 à 15 Kelvin viennent en deuxième et troisième position respectivement. Cependant, nous remarquons qu'en dessus de 15 Kelvin les fils MgB2 ne présentent plus les caractéristiques nécessaires à une application moteur/générateur.

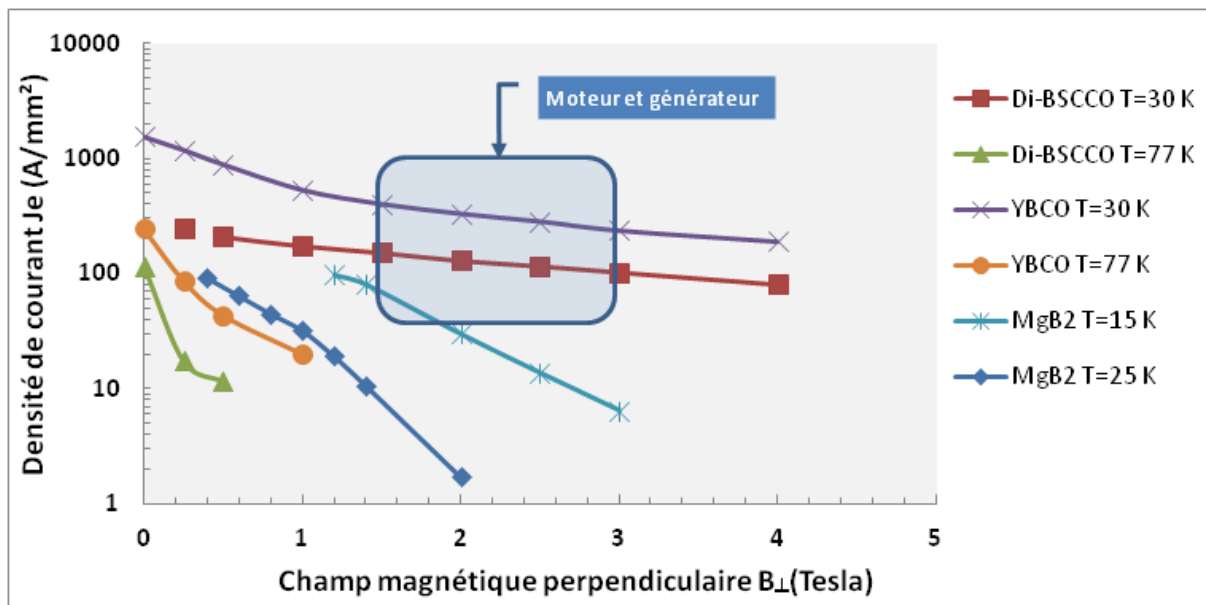


Figure I-8: Comparaison des courbes $J_e(B)$ des fils BSCCO, MgB2 et YBCO

III. Bilan des réalisations depuis la découverte des HTc

1. Moteur synchrone

a. Moteurs synchrones à pôles saillants à flux radial

La majorité des réalisations industrielles est basée sur cette topologie, elle sera, donc décrite d'une manière plus détaillée par rapport aux autres types de machines.

Ces machines supraconductrices sont basées sur une conception similaire aux machines synchrones classiques à pôles saillants à flux radial. Le rotor est composé d'un enroulement d'excitation supraconducteur, tandis que l'induit du stator est formé d'une armature en cuivre classique. La composition de cette topologie est décrite dans le paragraphe ci-dessous. Dans cette catégorie, on peut distinguer deux types de réalisations, les alternateurs synchrones à pôles saillants et les moteurs synchrones à pôles saillants.

Alternateurs synchrones à pôles saillants :

Les vitesses de rotation généralement choisies pour ces générateurs se situent dans la plage 1500-3600 tr/min, pour des puissances supérieures au mégawatt. L'application recherchée et envisagée pour ces alternateurs synchrones de forte puissance est essentiellement la production d'énergie dans les systèmes embarqués.

Ces machines ont été conçues avec des inductions d'entrefer de l'ordre de 1,2 Tesla, ce qui est supérieur aux inductions dans les machines conventionnelles en cuivre (de l'ordre de 0,8 Tesla), et inférieur à celles adoptées sur les moteurs à pôles saillants HTc (de l'ordre de 2 Tesla). En effet, on recherche pour ces alternateurs un rendement élevé dans un premier temps, puis la compacité (puissance-volumique). Le rendement des différents générateurs déjà réalisés est légèrement supérieur à celui des générateurs conventionnels. Cependant, on constate un bon rendement sur une grande plage de puissance (même pour des petites puissances) et le facteur de puissance de la machine influe peu sur le rendement. Ces avantages sont un atout considérable pour des applications embarquées.

Moteur synchrone à pôles saillants :

La propulsion électrique marine nécessite des entraînements à fort couple et basse vitesse, couple >100 kNm à 200 tr/min et . Les exigences pour ces applications sont la réduction du volume et du poids. La propulsion navale est un secteur d'application privilégié pour les moteurs supraconducteurs. Afin d'atteindre les objectifs de compacité, les différents industriels et fabricants de machine HTc développent des moteurs avec des inductions d'entrefer de l'ordre de 2 Tesla, et un objectif du rendement équivalent aux machines conventionnelles classiques en cuivre, ou moteurs synchrones à aimants permanents. Les résultats obtenus montrent un important gain en compacité: couple volumique et couple

massique, un rapport de 2 est généralement évoqué par les fabricants, et des bonnes performances dynamiques dues à la réactance transitoire qui est relativement faible.

Par ailleurs, la cryogénie des ces moteurs HTc impose de grands entrefers, qui peuvent atteindre 2 cm (épaisseur du cryostat et entrefer mécanique). Ceci engendre un faible taux d'harmonique et des faibles ondulations de couple. On a donc des moteurs silencieux avec une discrétion acoustique remarquable, cette caractéristique est particulièrement importante pour les navires militaires.

Dans le domaine de l'éolien, c'est le poids réduit pour des puissances équivalentes qui présente de l'intérêt. La possibilité d'avoir des générateurs supraconducteurs d'une puissance de 10 MW, avec une réduction de masse significative (inférieure à 200 tonnes), pour des vitesses de l'ordre de 10 à 15 tr/min, ont suscité l'intérêt des industriels à utiliser ce type de machines dans le domaine de l'énergie éolienne [AMSZ10]. L'objectif visé est principalement celui des éoliennes à attaque directe d'une dizaine de mégawatts.

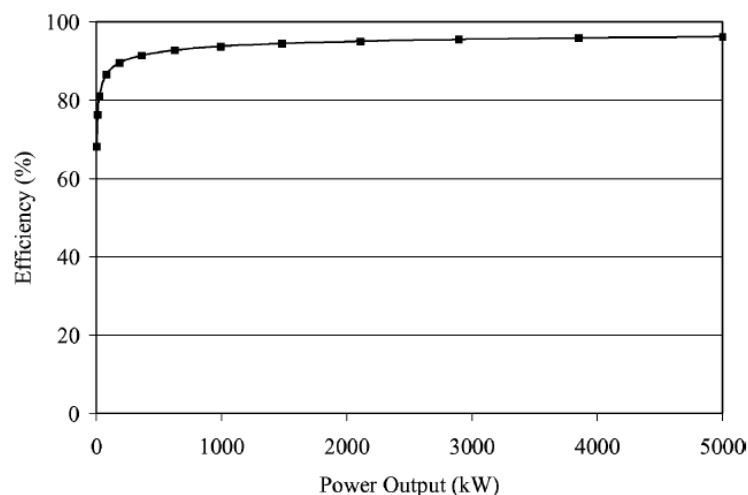


Figure I-9: Rendement en fonction de la puissance d'un moteur 5MW-230 tr/min, American Superconductor [SnGK05]

La Figure I-9 montre les mesures effectuées sur le moteur 5 MW-230 tr/min, d'American Superconductor, le rendement est relevé jusqu'à la puissance nominale de la machine à 230 tr/min, nous remarquons qu'il reste relativement élevé à partir de 25% de la charge nominale, ce qui montre l'intérêt de cette technologie.

La Tableau I-1 montre le rendement du générateur 4MW-3600 tr/min, réalisé par Siemens [NFKF07], pour deux valeurs du facteur de puissance, et une comparaison à celui d'un alternateur conventionnel de même puissance. On constate que le rendement du générateur HTc est supérieur d'environ 1%, et sa dépendance par rapport au facteur de puissance $\cos \phi$ est moins importante.

cos ϕ	Conventionnel	HTc
0.8	96,1 %	98,4 %
1.0	97 %	98,7 %

Tableau I-1 : Rendement pour deux cos ϕ , 4 MVA-3600 tr/min, Siemens [NFKF07]

La Figure I-10 montre une comparaison de l'encombrement de la machine HTc 4MVA-3600 tr/min du Siemens [NFKF07], avec une machine conventionnelle de même puissance. Le poids passe de 11 tonnes pour la machine conventionnelle à 7 tonnes pour la machine HTc.

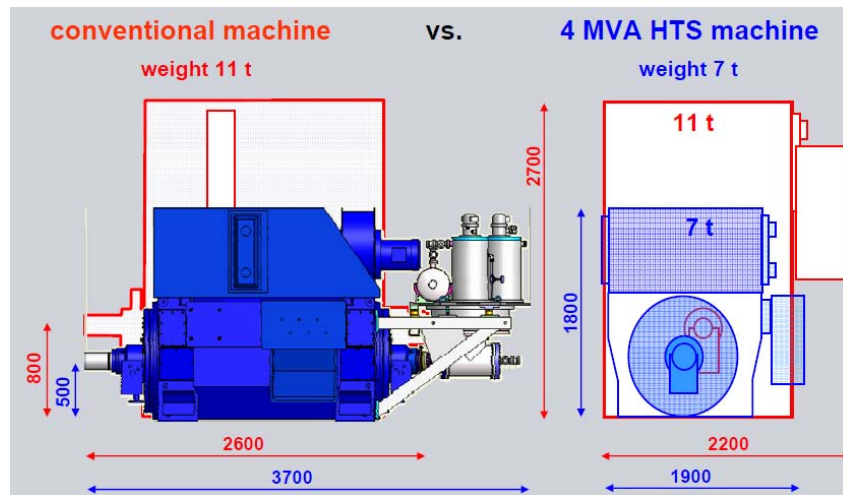


Figure I-10: L'encombrement d'une machine HTc comparé à une machine conventionnelle [Nick07]

Constituants technologiques :

Dans cette partie, nous présentons la structure des machines supraconductrices synchrones à pôles saillants. Comme pour une topologie conventionnelle, la machine se décompose en deux parties : le stator qui comprend le circuit d'induit, et le rotor qui comprend le système d'excitation supraconducteur (inducteur), dans lequel se trouve la partie froide du système.

Nous nous focalisons sur les aspects technologiques des machines électriques HTc, notamment la technologie de l'induit, et les spécificités de l'inducteur qui sont imposées par la cryogénie tournante.

La Figure I-12 montre une coupe sur la longueur de générateur 100 kVA [Syku06] construit à l'Université du Southampton. A gauche du schéma : le système de refroidissement cryogénique, et à droite : l'arbre de la machine, sur lequel est posé le système d'excitation.

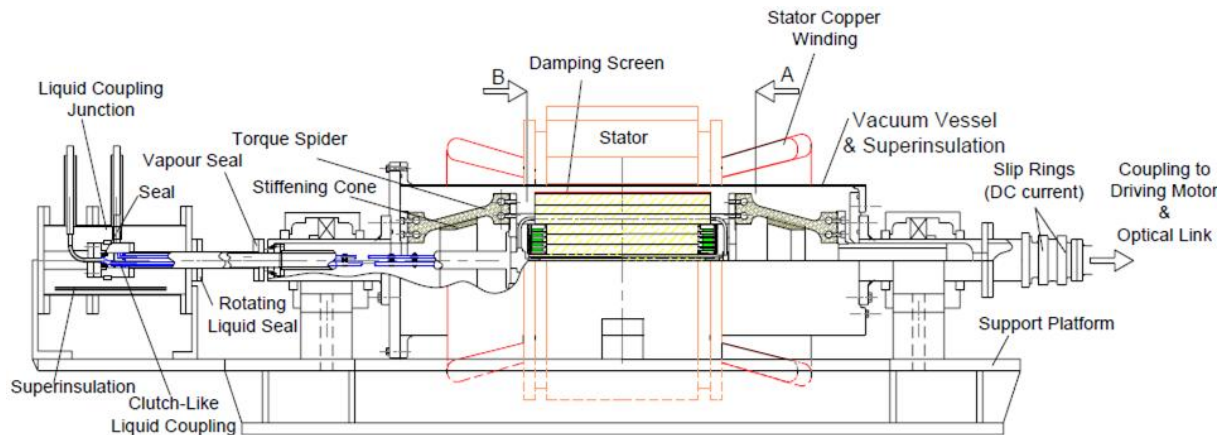


Figure I-11: Coupe de générateur 100 kVA, University of Southampton [Syku06]

L'induit :

Deux principes de conception différents existent pour l'enroulement non supraconducteur au stator.

Un bobinage classique en cuivre avec des dents en fer est adopté pour les générateurs HTc avec une induction d'entrefer de l'ordre 1,2 Tesla.

Un autre type de bobinage appelé : « bobinage à air » ou « bobinage dans l'entrefer » est utilisé pour les différentes réalisations de moteur HTc de quelques mégawatts (moteurs fort couple et basse vitesse). L'usage des dents en fer n'est pas justifié à cause des inductions d'entrefer élevées (2 Tesla). Ce stator est constitué de: dents amagnétiques en composite qui permettent de maintenir les conducteurs en cuivre, et une couronne magnétique de fermeture du flux extérieur.

Les bobinages statoriques sont soumis à des champs magnétiques alternatifs (flux transverse) qui engendrent des pertes supplémentaires : pertes par courant de Foucault et pertes par courant de circulation. Ces dernières peuvent être réduites par un choix approprié de la taille des conducteurs (fil de Litz) . En général, ces stators sont refroidis par une circulation d'air forcé ou d'un liquide : eau déminéralisée/huile. La Figure I-12 montre le stator de la machine supraconductrice de Siemens: 400kW-1500 tr/min. Le bobinage est constitué de fil de Litz, fixé autour d'une structure à base de fibre de verre G10. Le refroidissement est assuré par une circulation d'air forcé.

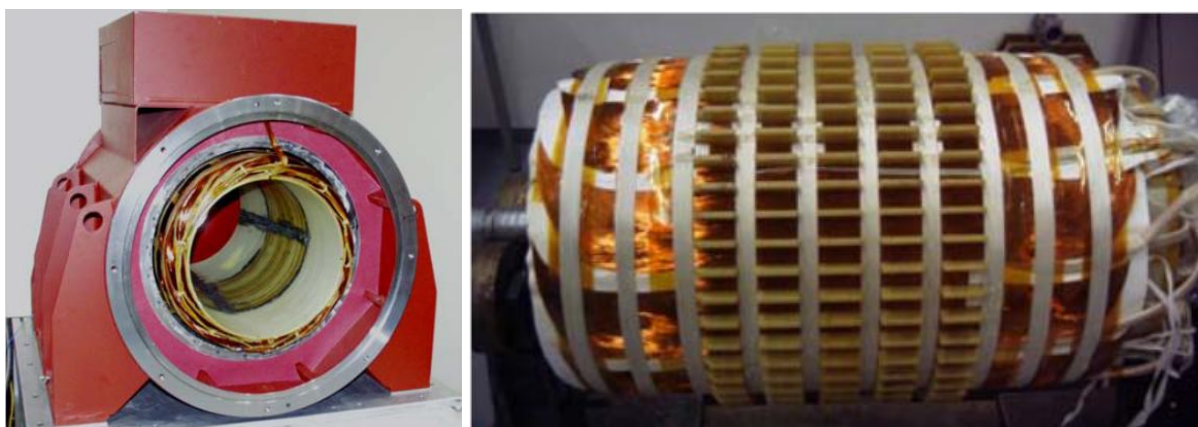


Figure I-12 : Induit à air de la machine Siemens AG : 400kW-1500 tr/min [Nick07]

L'inducteur :

L'inducteur supraconducteur constitue la partie froide du système, généralement refroidi aux environs de 25-30K. Afin d'atteindre cette température de fonctionnement on utilise un cryoréfrigérateur, couplé à un échangeur thermique et un système de circulation de gaz (Néon ou Hélium gazeux). Un concept double tube qui traverse le centre de l'arbre pour accéder aux bobines HTc est utilisé.

Le choix des matériaux utilisés dans l'inducteur est imposé par les comportements mécanique et thermique des différents composants du rotor aux températures cryogéniques, notamment la contraction et la déformation différentielles.

La conception du rotor diffère selon le choix d'utiliser ou non du fer dans la partie froide. Les rotors sans noyau ferromagnétique sont appelés rotors à air, « ironless rotor ». Ils sont constitués d'un matériau structurant amagnétique (de la fibre de verre généralement) à la place du fer utilisé comme support de maintien pour les bobines HTc. Alternativement, les rotors avec un noyau ferromagnétique, dans ce cas, nous distinguons deux types d'inducteurs : celui dont le noyau est à température cryogénique (en anglais : « cold iron-cored rotor»), et celui où seuls les enroulements sont à basse température tandis que le noyau est à température ambiante(en anglais : « warm iron-cored rotor»).

L'utilisation du fer dans l'inducteur, qui sert de circuit magnétique pour canaliser le flux est souvent considéré comme un moyen de réduire la quantité de matériau supraconducteur HTc requise [NNWF06]. Des travaux d'optimisation menés à l'Université de Southampton, avaient pour objectif de produire la même induction d'entrefer avec le minimum du fil HTc (BSCCO) à l'azote liquide [GoLS09]. Pour cela plusieurs structures comportant des « flux diverter » ont été étudiées, Figure I-13.

Cependant, il faut prendre en compte la caractéristique non linéaire due à la saturation du fer, et la conception nécessite des calculs numériques du champ par éléments finis (pour le rotor à air des calculs analytiques suffisent). Pour les machines de grande puissance (supérieure à 10MW), qui ont un grand volume et une masse importante au rotor, l'utilisation du fer pose des problèmes de temps de refroidissement. La descente en température ou la remonté à la température ambiante peut atteindre plusieurs mois. Nous résumons sur le Tableau I-2, les avantages et inconvénients de l'utilisation du fer au rotor.

	Rotor à air	Rotor classique-fer	
		Fer froid	Fer chaud
Magnétique	Pas de saturation du pôle Caractéristique linéaire	Saturation du fer Caractéristique non-linéaire à prendre en compte	
Mécanique	Rotor plus léger Nécessité d'un torque tube	Rotor relativement plus lourd Nécessité d'un torque tube	Rotor relativement plus lourd Pas de torque tube Dispositif complexe du maintien des bobines
Matériaux supraconducteurs	Quantité de fil importante	Réduction de la quantité de fil	Réduction de la quantité de fil
Cryogénie	Inertie thermique faible La descente en température est rapide Cryostat simple	Inertie thermique importante La descente en température est lente Cryostat simple	Inertie thermique faible La descente en température est rapide Cryostat plus complexe

Tableau I-2: Comparaison des différentes structures du rotor

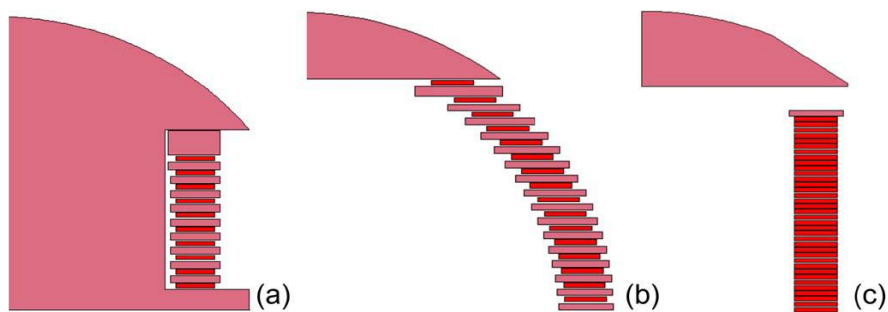


Figure I-13: (a) rotor avec un noyau ferromagnétique, (b) et (c) rotor à air, University of Southampton [GoLS09]

Bobines HTc :

Le circuit d'excitation est constitué d'un ensemble de bobines HTc dénommées « racetrack » ou « pancake », appelées ainsi à cause de leur forme qui ressemble à un circuit de course. Afin d'éviter les soudures (réduction de la résistance de contact), les bobines sont conçues en double couche « double pancake », ces bobines sont maintenues autour d'une structure en fibre de verre (G10), et pour garantir un bon refroidissement et une diffusion homogène de la chaleur, elles sont imbriquées dans un support en cuivre.

Afin de ne pas endommager ces bobines HTc lors de la transition de l'état supraconducteur à l'état normal « quench », il est important de pouvoir détecter rapidement cette transition, pour cela des dispositifs de détection et de protection sont nécessaires. Ces derniers utilisent

généralement une méthode de mesure de tension et de résistance aux bornes des enroulements.

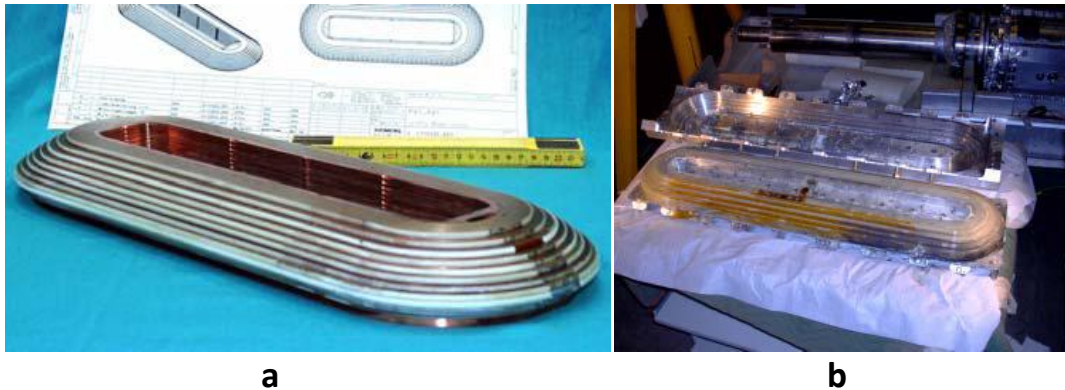


Figure I-14: (a) ensemble de bobine formant un pôle de machine, Siemens (b): bobines endommagées lors d'un « quench », AMSC

Cryogénie de l'inducteur :

Pour limiter les pertes thermiques dans l'enceinte cryogénique: le cryostat tournant est dimensionné pour tenir le vide secondaire d'un niveau 10-8 mbar, ceci permet d'éliminer une grande partie des pertes par convection. De plus, l'ensemble des bobines HTc et les différents composants de l'inducteur sont recouverts par des multicouches de super isolant afin de réduire les pertes par rayonnement.

La production du froid est assurée par des machines thermiques, appelées cryoréfrigérateurs, et caractérisées par des courbes de puissances utiles en fonction de la température. A titre indicatif, le modèle AL 330 de Cryomech, délivre une puissance de 78 watt à 30 kelvin. Couplés à un échangeur thermique, ces cryoréfrigérateurs permettent de liquéfier ou de refroidir des gaz cryogéniques à la température de fonctionnement, afin de les injecter dans le rotor. Cette injection est effectuée en utilisant l'accès à l'une des extrémités de l'arbre au moyen d'une conduite constituée de deux tubes imbriqués pour former un aller et un retour. L'étanchéité entre la partie tournante et celle qui est statique est généralement assurée par un joint tournant à ferrofluide.

Deux technologies ont été développées pour refroidir les inducteurs des moteurs HTc utilisant deux cryogènes distincts:

- **Thermosiphon :** cette technologie est basée sur le principe de thermosiphon, le refroidissement se fait par conduction à partir d'une chambre cryogénique au milieu du rotor. Le néon est souvent choisi pour sa propriété diphasique liquide/gaz, il est injecté à l'intérieur de la chambre cryogénique à l'état liquide (27K), puis récupéré à l'état gazeux aux environs de 30 kelvin afin d'être liquéfié puis réinjecté au milieu du rotor (Figure I-15).
- **Circulation d'hélium gazeux:** un circuit transportant le gaz cryogénique entoure les bobines HTc et les zones à refroidir à l'intérieur de l'inducteur. L'hélium est pompé dans le circuit aux environs de 25-30 kelvin avec un système de pompage cryogénique, le transfert thermique se fait par conduction grâce aux contacts entre les canaux du circuit et les bobines.

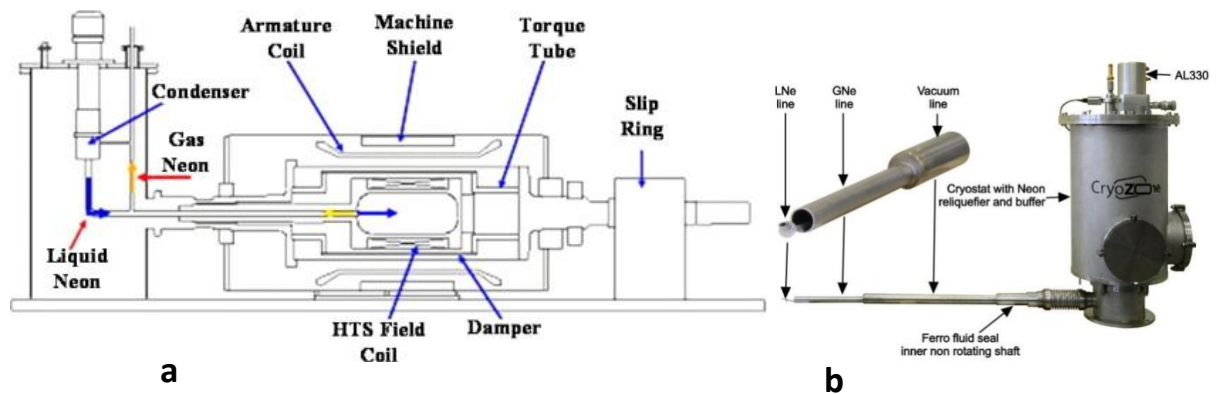


Figure I-15: (a) principe de refroidissement par thermosiphon [BKKL10], (b) refroidissement par thermosiphon développé par Cryozone¹

Transmission de couple « Torque Tube » :

La plupart des machines électriques synchrones à pôles saillants HTc de forte puissance proposent un rotor supraconducteur avec une cryogénie tournante. Afin de transmettre le couple entre la partie froide à 30K et l'arbre à température ambiante, des « torques tubes » sous différentes formes ont été développés. Ces pièces, en composite de fibre de verre, sont placées dans le vide d'isolement et permettent donc de réduire les pertes par conduction. Ce transmetteur de couple est dimensionné pour avoir:

- Une résistance thermique la plus élevée possible pour limiter les pertes par conduction (la résistance thermique de conduction est proportionnelle au rapport de la longueur sur la surface d'échange : $\frac{l}{s}$, ce rapport est maximisé soit en augmentant la longueur d'échange, soit en réduisant la surface d'échange)
- Une bonne tenue mécanique (traction, torsion, compression)

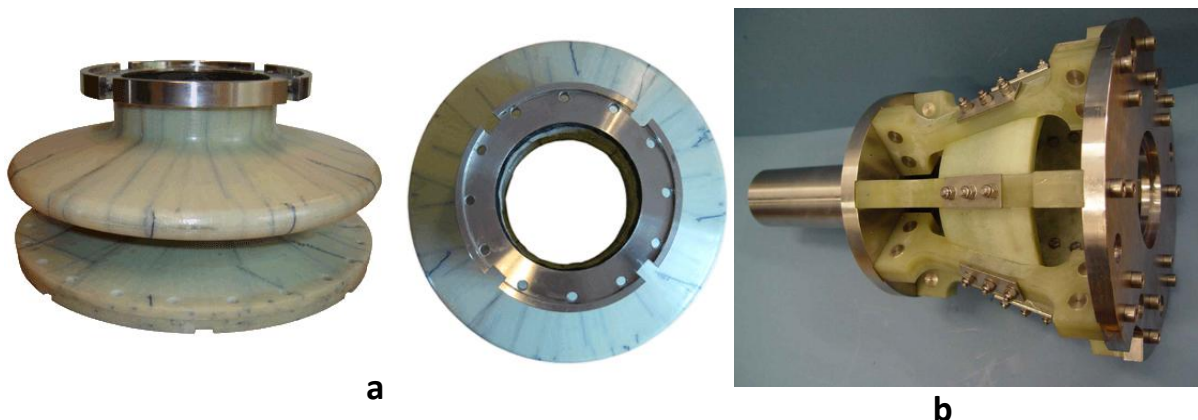


Figure I-16: (a) torque tube de l'entreprise Futura Composite², (b) torque tube de générateur 100kVA, University of Southampton [GoLS09]

Nous présentons deux concepts de transmetteur de couple sur la Figure I-16. Le premier est conçu par l'entreprise néerlandaise Futura Composite pour le générateur 250 kW-1500 tr/min de Convertteam Nancy [Moul10]. Sa forme est inspirée d'un accordéon et permet d'accroître

¹ <http://www.cryozone.nl>

² <http://www.futuracomposites.nl>

la résistance thermique en augmentant la longueur d'échange. Le concept de torque de tube de l'Université de Southampton repose sur la réduction de la surface d'échange.

Développement des machines synchrones à pôles saillants HTc :

Plusieurs programmes de recherche ont été consacrés à cette topologie de machine aux États-Unis. Le moteur le plus puissant est construit par American supraconducteurs (AMSC) et Northrop Grumman en partenariat avec la U.S. Navy's Office of Naval Research (ONR) program [GaSM11]. Ce moteur de propulsion de navire a une puissance de 36,5 MW à 120 tr/min, et il a été testé en pleine charge avec succès, Figure I-17.

Par rapport aux moteurs classiques, ce moteur présente un bon rendement, et le gain en termes de compacité (poids et volume) est de plus de 50 %. Les principales caractéristiques du moteur sont données dans le Tableau I-3.

American Superconductor a construit d'autres moteurs d'une puissance comprise entre 0,75 à 5 MW [SnGK05] [PGRS97] utilisant le ruban BSCCO. Différents tests dans des conditions réelles de fonctionnement ont été menés sur ces machines afin de démontrer leur robustesse et leur viabilité commerciale.



Figure I-17: Moteur HTc de propulsion de navire 36,5 MW construit par AMSC

Puissance	36.5 MW	Fréquence	16 Hz
Vitesse	120 tr/min	Poids	75 tonnes
Rendement	97%	Dimensions (L x W x H):	3.4m x 4.6m x 4.1m
Paire de pôles	8	Puissance volumique	570 kW/m ³
Tension nominale	6 kV	Fil HTc	1G Bi-2223
Courant nominal	1270 A rms	Cryogénie	30 K - Helium Gas
Nombre de phases	9	Refroidissement de l'induit	Liquide (huile)
Facteur de puissance	1	Application	Marine

Tableau I-3: Caractéristiques du moteur 36,5 MW construit par AMSC

Le succès de ces différentes réalisations a conduit AMSC à s'intéresser au marché de l'éolien. NIST Advanced Technology Program (ATP) a financé une étude afin de mettre au point un

générateur à entraînement direct pour des applications éoliennes, en utilisant le ruban 2G YBCO [SGKW11]. Cette éolienne est dimensionnée pour une puissance de 10 MW à 10 tr/min, ses caractéristiques sont résumées sur le Tableau I-4 ci-dessous :

Puissance	10 MVA	Réactance synchrone (pu)	0,3 à 0,4
Vitesse	10 tr/min	Poids	180 tonnes
Facteur de puissance	> 0,95	Diamètre	5 m
Rendement	96%	Puissance volumique	570 kW/m ³

Tableau I-4 : Spécifications de l'éolienne à attaque directe d'AMSC

En Corée du Sud, DOOSAN Heavy Industries en collaboration avec KERI (Korea Electrotechnology Research Institute) ont mis au point un générateur avec 2 pôles, d'une puissance de 1 MW tournant à une vitesse de 3600 tr/min, Figure I-18. Les spécifications principales de ce générateur sont données sur le Tableau I-5.

L'enroulement de l'inducteur est réalisé avec le ruban 1G BSCCO, refroidi avec du néon à 30K. Toutefois, dans le but de simplifier la fabrication l'induit est réalisé avec des conducteurs creux refroidis directement, au lieu d'utiliser le fil de Litz pour réduire les pertes par courant de Foucault. Ce générateur est destiné principalement aux applications industrielles : entrainement de pompe et production d'énergie.

Puissance	1 MW	Fréquence	60 Hz
Vitesse	3600 rpm	Courant inducteur	150 A
Rendement	97.7%	Dimensions (D x L)	2.4m x 0.7m
Paire de pôles	1	Puissance volumique	1000 kW/m ³
Tension nominale	3,3 kV	Refroidissement de l'inducteur	30 K - Neon
Courant nominal	181 A rms	Fil HTc	1G Bi-2223
Nombre de phases	3	Facteur de puissance	1

Tableau I-5 : Caractéristiques du générateur 1 MW - 3600 tr/min, DOOSAN-KERI

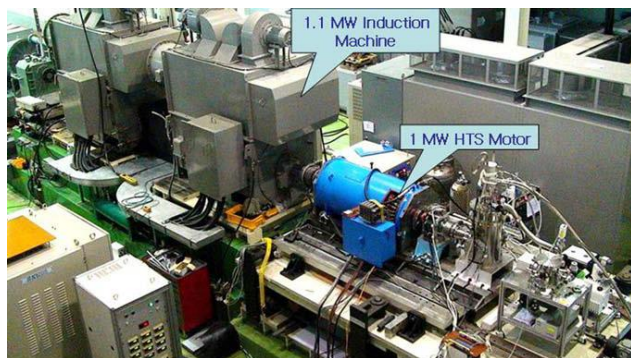
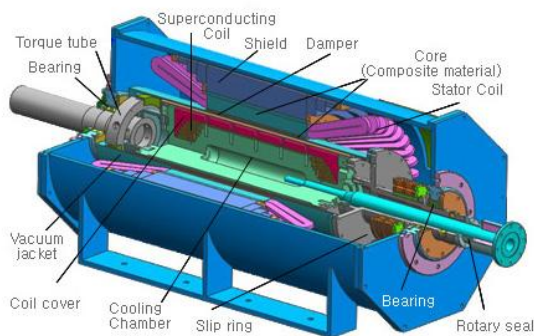


Figure I-18: Le générateur 1 MW - 3600 tr/min, DOOSAN-KERI [KBLL07]

En Europe, la première machine supraconductrice HTc a été construite par Siemens AG en Allemagne [Nick02]. Cette machine est réalisée sur un encombrement d'une machine

conventionnelle 260 kW, et l'enroulement inducteur est conçu avec du ruban 1G BSCCO refroidi avec du néon à 30K, Figure I-19. Les spécifications sont résumées ci-dessous :

- Puissance et vitesse : 380 kW – 1500 tr/min
- Induit : 400V/560A, refroidi à air
- Inducteur : 49 A, refroidissement néon à 30 K
- Dimensions: diamètre 0,7 m, longueur: 1,1 m

La machine a été testée avec succès dans différents modes de fonctionnement : en moteur alimenté via un onduleur, et en générateur synchronisé au réseau pendant 6 mois en continu [NFKF07]. Des résultats encourageants ont été obtenus, ce qui a conduit Siemens à concevoir un générateur dix fois plus puissant [NFKF07]. Cette machine a été achevée en 2005, elle est destinée principalement à des applications de production d'énergie au sein des navires. Les caractéristiques de la machine sont données sur le Tableau I-6.

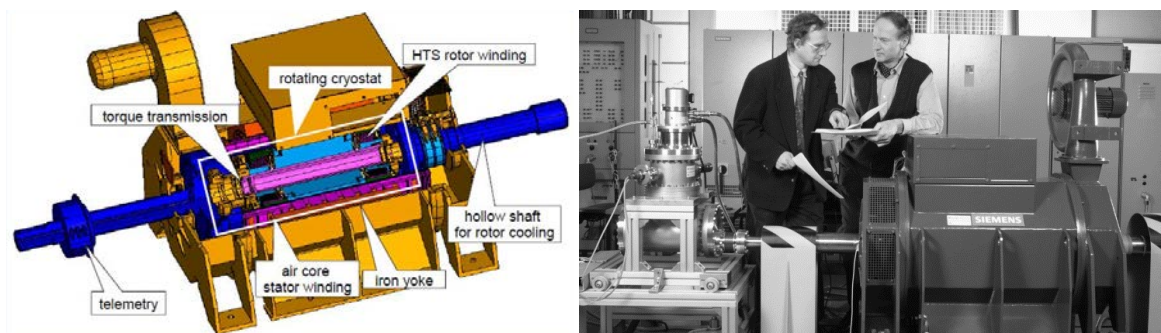


Figure I-19: Générateur 380 kW - 1500 tr/min, Siemens

Un autre projet a débuté en 2008 chez Siemens [NFKR10], pour la construction d'un moteur lent et fort couple pour la propulsion marine, alimenté par un onduleur à fréquence variable. Ce projet est en cours de réalisation, il a nécessité une quantité importante de ruban HTc 1G BSCCO, estimée à 45 kilomètres. Les principales spécifications sont résumées ci-dessous :

- Puissance et vitesse : 4 MW-120 tr/min
- Plage de fonctionnement : 30 à 190 tr/min
- Couple nominal : 320 kNm
- Stator: induit à air, refroidi à eau
- Polarité : 8 pôles

Puissance	4 MVA	Fréquence	60 Hz
Vitesse	3600 tr/min	Poids	6,9 tons
Rendement	98,7%	Dimensions (L x W x H)	3.5m x 1.5m x 1.8m
Paire de pôles	1	Puissance volumique	400kW/m ³
Tension nominale	6.6 kV	Refroidissement de l'inducteur	30 K - Néon
Courant nominal	350 A rms	Fil HTc	1G Bi-2223
Nombre de phases	3	Application	Marine

Tableau I-6: Caractéristiques du générateur 4 MVA-3600 tr/min, Siemens



Figure I-20 : Générateur 4 MVA – 3600 tr/min sur le banc d'essai, Siemens

Converteam Rugby en Angleterre, financé en partie par l'Union Européenne (Projet Européen HYDROGENIE), a consacré un effort important pour le développement d'un générateur HTc dédié. En remplacement d'un générateur conventionnel existant, cette machine devrait être installée dans une centrale hydroélectrique à Hirschaid, en Allemagne [FLE110], et connectée au réseau électrique allemand. Le rotor est conçu avec un noyau ferromagnétique chaud en utilisant le fil 1G BSCCO, refroidi à 30 K avec l'hélium gazeux, Figure I-21. Les caractéristiques de la machine sont données ci-dessous :

- Puissance et vitesse : 1,7 MW-214 tr/min
- Facteur de puissance : 0.95
- Stator: induit à air, refroidi à l'eau
- Dimensions : D = 3 m, L = 1 m
- Polarité : 28 pôles

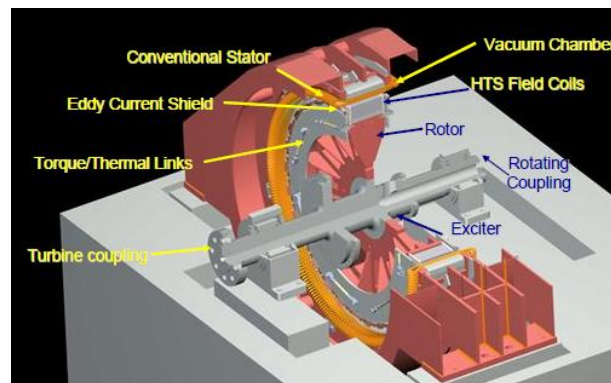


Figure I-21: Vue d'ensemble du générateur 1,7 MW- 214 tr/min, Converteam Rugby

En France, la première machine supraconductrice HTc est fabriquée par Converteam Nancy en 2008, Figure I-22. Ce démonstrateur 250 kW-1500 tr/min a été réalisé dans le cadre du projet européen ULCOMAP (ULtra-COMpact MARine Propulsion), il a réuni plusieurs partenaires universitaires et industrielles (ENEL, FUTURA COMPOSITES, ZENERGY POWER, WERKSTOFFZENTRUM, CONVERTEAM MOTORS NANCY, GREEN Laboratory, SILESIAN UNIVERSITY OF TECHNOLOGY). Ce projet vise à montrer le gain en compacité des moteurs HTc par rapport aux machines conventionnelles, pour une

utilisation dans les applications marines. Cette machine a été réalisée et testée en pleine charge [Moul10]. Les caractéristiques principales du moteur sont données sur le Tableau I-7.

Puissance	250 kW	Nombre de phases	3
Vitesse	1500 tr/min	Fil HTc	1G Bi-2223
Paire de pôles	2	Refroidissement de l'inducteur	30 K - Néon
Fréquence	50 Hz	Courant d'excitation	30 A
Tension nominale	400V	Réactance directe	$X_d = 0.22$ pu
Courant nominal	360A rms	Quadrature axis reactance	$X_q = 0.1$ pu

Tableau I-7 : Caractéristiques du générateur 250 KW-1500 tr/min, Converteam Nancy



Figure I-22: gauche : machine 250 KW -1500 tr/min, droite : la machine sur le banc d'essai, Converteam Nancy

b. Moteur synchrone à flux axial

En général, cette topologie de machine à flux axial est réputée plus compacte que les machines à flux radial (y compris pour les machines conventionnelles en cuivre). C'est pour cette raison que la compagnie japonaise IHI consacre un effort important au développement de cette structure, en utilisant soit les supraconducteurs sous forme de pastille « bulk », soit des conducteurs sous forme de ruban. Plusieurs démonstrateurs de faible puissance ont été construits [STMH07], notamment une machine entièrement supraconductrice : pastille YBCO au niveau de l'inducteur et fil BSCCO au niveau de l'induit, pour des pompes immergées dans l'azote liquide.

L'équipe de recherche *Japanese frontier research group*, en collaboration étroite avec la compagnie IHI a développé le moteur le plus puissant en 2006 : 400 kW-250 tr/min, en utilisant du ruban DI-BSCCO à l'azote liquide [OkST06]. Le groupe se compose des partenaires industriels et des universités suivantes : Fuji Electric Systems Co., Ltd. / Hitachi, Ltd. / IHI Corporation / Nakashima hélice Co., Ltd. / Niigata Power Systems Co., Ltd. / Sumitomo Electric Industries, Ltd. / Taiyo Nippon Sanso Corporation / Université de Fukui (Prof. Hidehiko Sugimoto). Les spécifications principales de ce moteur sont:

- Puissance : 400 kW

- vitesse : 250 tr/min
- Dimensions : diamètre 1,2 m x longueur 0,8 m
- Poids : 4,4 tonnes

La Figure I-23 montre la structure de la machine à flux axial, l'inducteur tournant est à aimants permanents, l'induit est fixe, l'enroulement est conçu avec le ruban DI-BSCCO, développé par Sumitomo Electric pour avoir des pertes alternatives faibles.

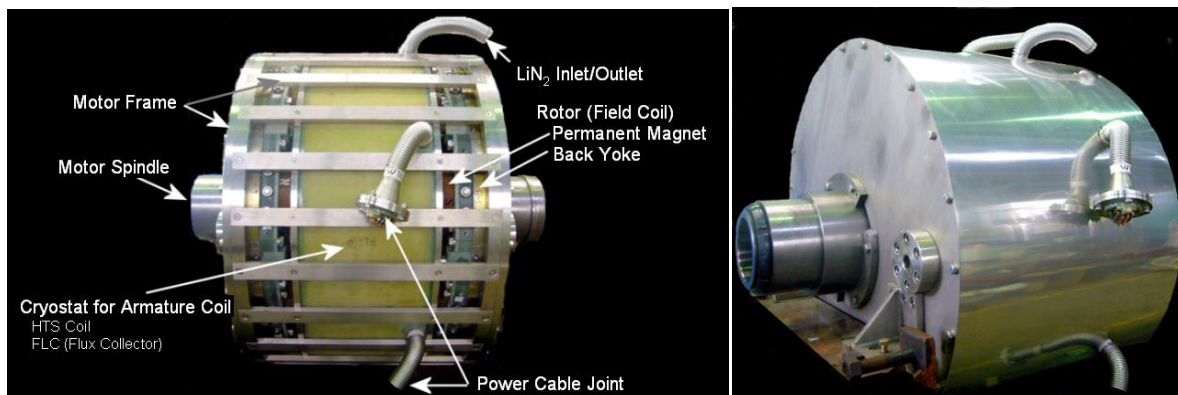


Figure I-23: Moteur à flux axial 365 kW – 250 tr/min, fabriqué par Sumitomo

Tableau récapitulatif des réalisations :

Machine à flux axial		
Nombre de projet	réalisation	réalisation la plus importante
	7	365 kW – 250 tr/min
Matériaux	Fil BSCCO, YBCO en « bulk »	
Température	77 Kelvin, 66 Kelvin et 55 Kelvin	
Type d'applications	propulsion marine à attaque directe et en POD	

c. Autres topologies de moteur synchrone

D'autres machines synchrones supraconductrices HTc sont réalisées par plusieurs équipes de recherche. Nous présentons sur le tableau ci-dessous, les autres topologies de machines synchrones supraconductrices HTc réalisées et testées. La majorité de ces réalisations concernent des prototypes et démonstrateurs de petites puissances.

Topologie	Description	Exemple de réalisations
Moteur synchrone à flux piégé	Les pastilles HTc aimantées «bulk» sont utilisées comme des aimants permanents. Ces structures sont semblables à celles à aimants permanents conventionnelles.	<ul style="list-style-type: none"> • Japan 16 kW–720 tr/min [MKMO07] • UK : 15 kW-1500 tr/min [XYYP11]

<p>Moteur synchrone à réluctance</p>	<p>La réluctance est créée en empilant des «bulk» HTc et des feuilles ferromagnétiques, la saillance est due au rapport de la perméabilité magnétique très faible du matériau HTc par rapport à celle du fer. Plusieurs combinaisons de rotor ont été étudiées.</p> <p>Exemple d'une structure étudiée par Moscow State Aviation Institut (MAI) en Russie [KIPK01]</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Russie: 100 kW-3000tr/min [Kova03] • Russie: 200 kW-3000tr/min [OBSS05] • Japan: 38 kW-750tr/min [ChTo05]
<p>Moteur synchrone à hystérésis</p>	<p>Le principe de ce moteur est basé sur le phénomène d'hystérésis des «bulk» HTc lors de la magnétisation par le champ d'induit.</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Portugal: 1,5kW-3000tr/min [IIPG08]
<p>Moteur synchrone à griffes</p>	<p>Ces machines sont similaires aux topologies conventionnelles des machines synchrones à griffe, l'excitation est générée par un enroulement supraconducteur.</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Japan : 13,6kW-500tr/min [WKST08]

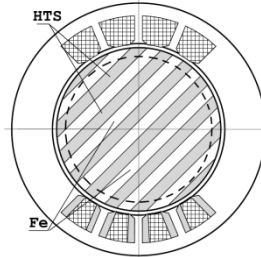


Tableau I-8 : Autres topologies de moteur synchrone

2. Machine homopolaire

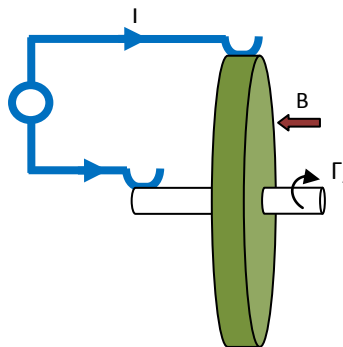


Figure I-24: Principe de base d'une machine homopolaire

Ce concept de machine a été découvert en 1831 par Michael Faraday [Seeb98]. Le principe de fonctionnement est simple, lorsqu'un disque est soumis à un champ magnétique constant B , orienté axialement, et simultanément parcouru par un courant électrique continu I radial, ce disque se met à tourner, le couple résultant est proportionnel au produit $I \times B$, voir la Figure I-24.

L'utilisation des enroulements supraconducteurs sous forme de solénoïdes, permet de produire des champs magnétiques de plusieurs Tesla, ce qui permet d'obtenir des machines compactes. Ceci confère à cette structure un regain d'intérêt, pour l'utilisation dans les applications de propulsion marines, propulsion fort couple à attaque directe [Gubs03]. De

plus, la facilité de mise en œuvre de cette topologie, et la possibilité d'utiliser des rotors massifs, offrent un avantage considérable pour les applications hautes vitesses. Cependant, l'alimentation de cette machine par des systèmes collecteurs balais est un inconvénient majeur pour son essor.

Les premières réalisations de ce type de machines électriques avec des supraconducteurs HTc (BSCCO 2223) remontent à 1996. Le Naval Surface Warfare Center (Annapolis-USA), conjointement avec le Naval Research Center, ont mis au point une machine de 125 kW, 11700 tr/min en NbTi à l'hélium liquide, puis, ils ont remplacé le NbTi par du BSCCO 2223, ce qui a permis d'obtenir une machine de 91 kW, à une température de 28 Kelvin [SuWa97]. Cette différence de puissance est due aux mauvaises performances du BSCCO durant cette période.

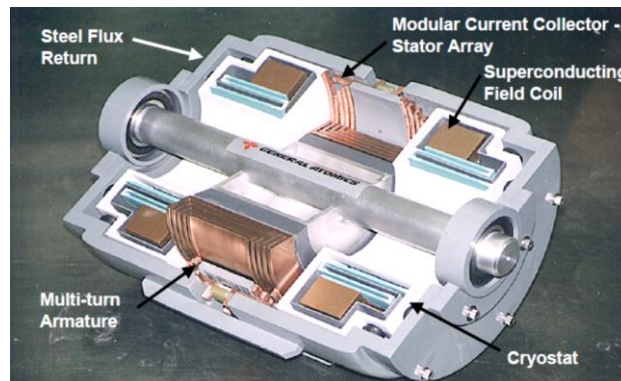


Figure I-25: Section d'une machine homopolaire supraconductrice, GENERAL ATOMICS [TCRB02a]

Toutefois, le véritable propulseur de cette technologie est l'entreprise américaine GENERAL ATOMICS qui possède un programme de recherche qui vise à promouvoir cette structure pour la propulsion marine. Après avoir étudié des prototypes de faible puissance, GENERAL ATOMICS a construit le plus gros démonstrateur homopolaire HTc connu actuellement [TCRB02b], Cette machine a une puissance de 3,7 MW, Figure I-26, malheureusement, les spécifications de ce moteur sont confidentielles.

D'autres projets sont à l'étude, notamment un moteur de 36,5 MW, 120 tr/min [Ref].



Figure I-26: Moteur Homopolaire 3,7 MW, GENERAL ATOMICS [Ref]

Machine homopolaire		
Nombre de projet	réalisation	réalisation la plus importante
	3	GENERAL ATOMICS : 3,7 MW
Matériaux	BSCCO et NbTi	
Température	4,2 Kelvin, 24 Kelvin et 77 Kelvin	
Type d'applications	propulsion marine, machine haute vitesse pour l'avionique	

Tableau I-9: Récapitulatif des réalisations de machine homopolaire

3. Machines originales

Nous présentons dans cette partie, des topologies de machines supraconductrices de topologie originales. L'utilisation de matériaux supraconducteurs permet d'augmenter leurs performances.

Dans ce paragraphe nous avons décrit la structure de certaines de ces machines, cependant d'autres topologies originales de machines existent.

a. Machines développées au laboratoire GREEN

Afin d'explorer les différentes possibilités d'utilisation des matériaux supraconducteurs dans les machines électriques. Le laboratoire GREEN consacre un effort conséquent à la recherche de nouvelles structures de machines électriques.

En 1984, le GREEN a réalisé la première machine supraconductrice universitaire en France. Dénommée SUPERSAT, c'est une machine à basse température critique en NbTi à plots ferromagnétiques saturés [ReMM84]. Ci-dessous, nous présentons deux topologies originales étudiées au GREEN. Ces machines utilisent les supraconducteurs à haute température critique YBCO sous forme de « bulk » afin de moduler le champ (ces structures ne sont possibles qu'avec l'utilisation des matériaux supraconducteurs).

Moteur synchrone à concentration du flux :

Un inducteur original basé sur un principe de concentration de flux a été étudié [MLNR03]. Ensuite un moteur synchrone a été réalisé avec succès à Nancy [Aila06], Figure I-27.

Deux solénoïdes supraconducteurs à basse température (NbTi) alimentés par des courants en opposition créent un champ magnétique élevé. Ce champ est ensuite modulé par des pastilles supraconductrices YBCO « Bulk », ce qui permet d'obtenir une répartition alternative de l'induction d'entrefer.

Bien que le moteur n'ait pas été testé à pleine charge, il a été conçu pour respecter les spécifications suivantes :

- Puissance : 25 kW
- Tension nominale : 380 V
- Courant nominal : 40 A rms

- Vitesse : 750 tr/min
- Courant inducteur : 70 A

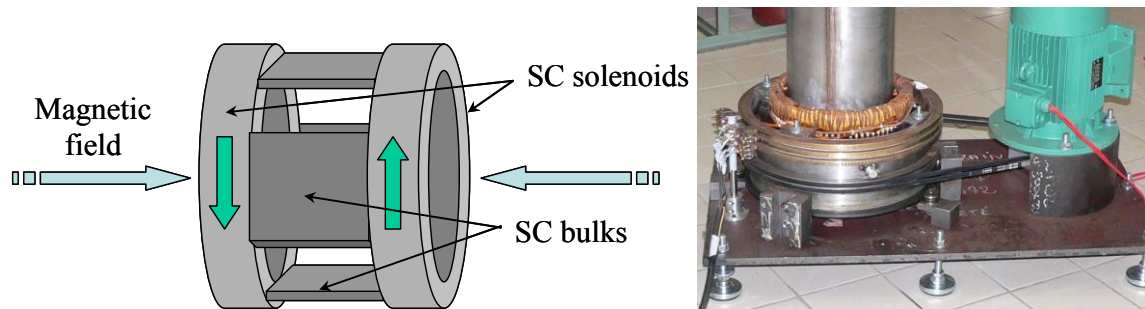


Figure I-27: Moteur synchrone à concentration de flux, gauche : principe de l'inducteur, droite : le moteur sur le banc de test

La longueur utile de cette machine est limitée par la taille des pastilles. En multipliant la même structure suivant l'axe z, on obtient un inducteur « multistack ». Cela permet d'augmenter le couple de cette structure [Moul10].

Moteur synchrone à pan coupé

Une autre structure originale est étudiée au GREEN basée sur le même principe que l'inducteur précédent. Deux solénoïdes supraconducteurs à basse température (NbTi) créent un champ magnétique élevé. Ce champ est ensuite dévié par un écran de pastilles supraconductrices YBCO « Bulk », et orienté dans la direction radiale. La Figure I-28 illustre le principe de fonctionnement. Un brevet a été déposé et une réalisation est en cours.

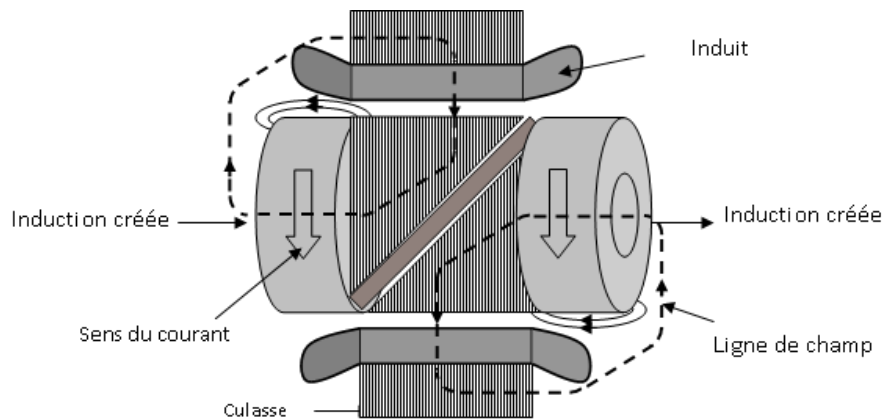


Figure I-28: Principe de moteur à pan coupé, [Moul10]

b. Machine synchrone à enroulement hélicoïdal

AML (Advanced Magnet Lab³) aux États-Unis travaille sur un concept original de machine entièrement supraconductrice. La forme hélicoïdale des enroulements est inspirée des électroaimants d'accélérateur de particule. Leur disposition crée deux champs magnétiques dans deux directions perpendiculaires, ce qui conduit à un champ radial dans l'entrefer. Le même

³ <http://www.amlcleanenergy.com>

principe est appliqué à l'inducteur et l'induit, Figure I-29. Le choix du fil est porté sur le MgB2, ce fil offre une ductilité et des rayons de courbures adaptés à la forme des bobinages.

Pour les applications éoliennes, une étude et un design complet de moteur sont proposés par AML. Cette structure permet d'avoir des machines très légères et un bon couple massique, donc un avantage pour le domaine de l'éolien. Les spécifications du moteur sont présentées sur le Tableau I-10.

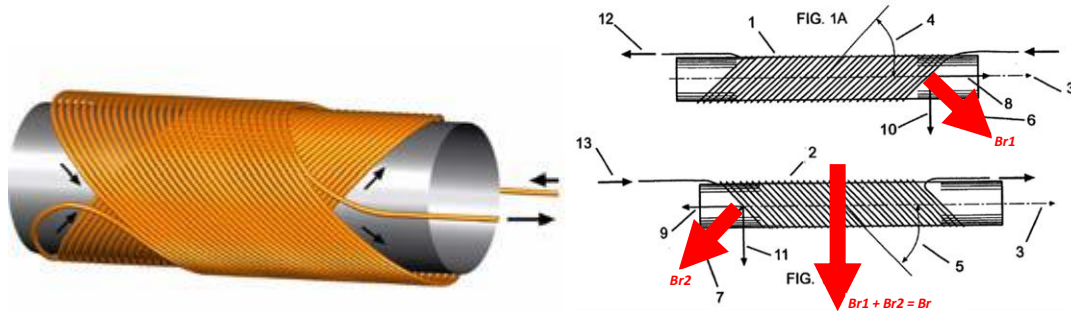


Figure I-29: Principe de moteur à enroulement hélicoïdal

Puissance	10 MVA	Poids	50 tonnes
Vitesse	10 tr/min	Dimensions	diamètre 5 m, longueur 2 m
Fil supraconducteur	MgB2	Puissance volumique	250 kW/m ³
Température	20 Kelvin	Couple massique	> 150 Nm/Kg

Tableau I-10 : Spécifications du moteur 10 MW- 10 tr/min, Advanced Magnet Lab

IV. Analyse statistique des réalisations

1. Analyse sur la structure, la technologie et les matériaux utilisés

a. Types de structure

Quasiment toutes les machines supraconductrices réalisées reposent sur les structures existantes conventionnelles des machines électriques, soit en remplaçant les enroulements en cuivre par des enroulements supraconducteurs, ou les aimants permanents par des supraconducteurs massifs « bulk » aimantés. Toutefois, des conceptions originales qui reposent sur les propriétés non conventionnelles des matériaux supraconducteurs ont été inventés par diverses équipes de recherche.

La Figure I-30 montre la répartition par type de structure des machines supraconductrices HTc réalisées depuis 1990. Le nombre total de réalisation est de 80 machines. Nous remarquons qu'un nombre diversifié de machine est réalisé, et que la structure synchrone à pôles saillants représente la majorité des réalisations, suivie par les structures à réductance et à hystérésis.

Ce constat est plus marquant sur la Figure I-31, qui montre la répartition des machines réalisées avec des puissances supérieures à 100 kW. En effet, 71 % des réalisations sont de type synchrone à pôle saillants.

En résumé, un nombre diversifié de machines est réalisé, mais les machines de fortes puissances sont majoritairement des machines synchrones à pôles saillants.

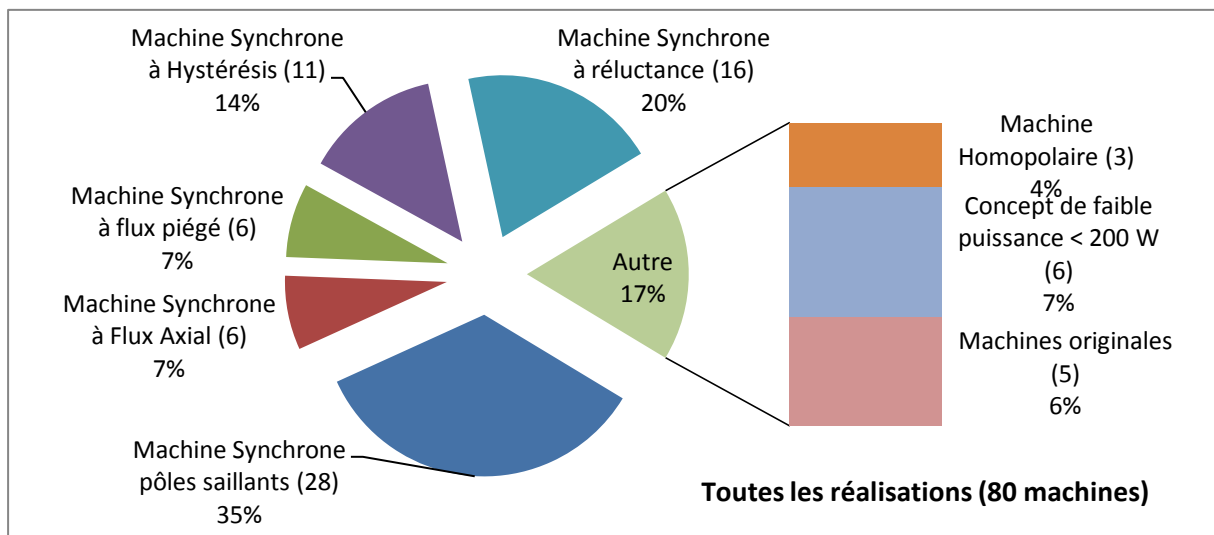


Figure I-30: Répartition par types de machines supraconductrices HTc réalisées depuis 1990

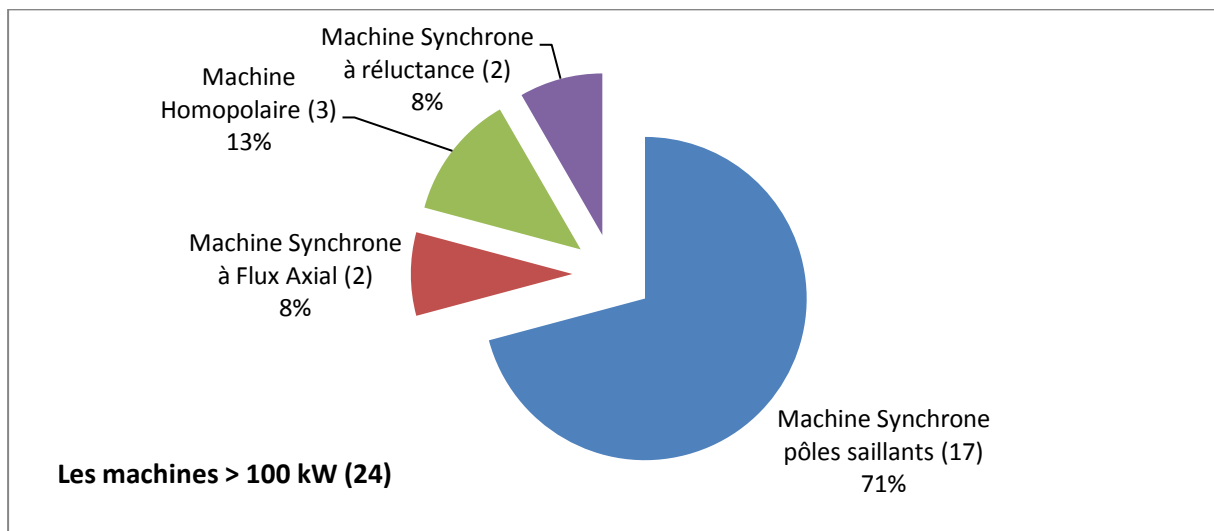


Figure I-31: Répartition par types de machines supraconductrices HTc réalisées depuis 1990 de puissance > 100 KW

b. Matériaux utilisés

Les matériaux supraconducteurs HTc sont utilisés dans les machines électriques soit sous forme filaire, généralement des conducteurs ayant la forme d'un ruban, soit en bloc massif « bulk », sous forme d'une pastille, un bloc carré, ou d'un cylindre.

La Figure I-32 montre la répartition par type de matériaux supraconducteurs utilisés dans les machines construites. Nous remarquons que la proportion des machines utilisant l'YBCO sous forme massive est la plus importante, ceci s'explique par ses propriétés d'écrantage et d'aimantation qui sont utilisées dans les machines à réluctance et à hystérésis, ainsi que dans les machines à flux piégé. Au second rang, nous retrouvons le fil BSCCO, qui est utilisé dans les machines synchrones à pôles saillants. Il en est de même pour les machines ayant des puissances supérieures à 100 kW où ce fil est majoritairement utilisé. Il n'existe pour l'instant aucune machine de forte puissance réalisée avec du fil YBCO.

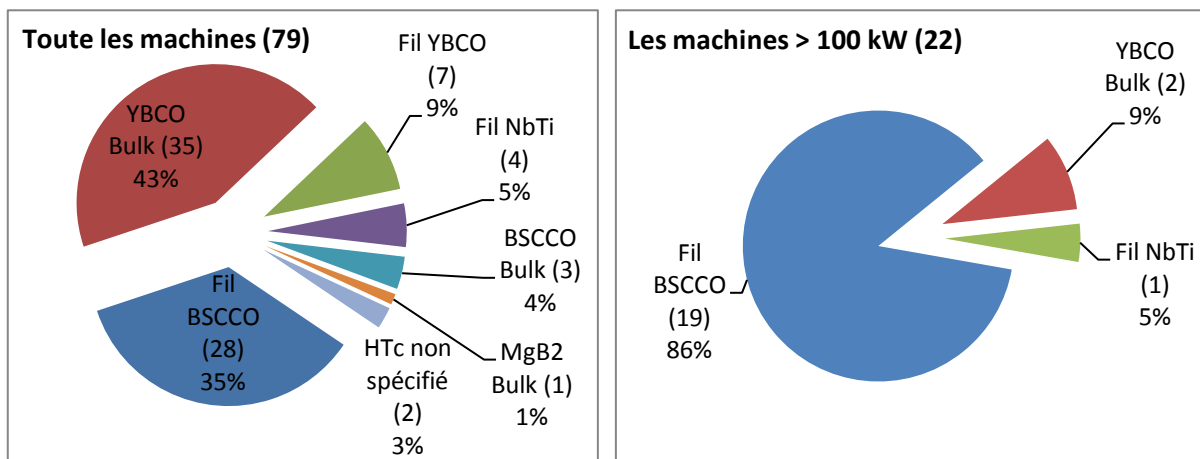


Figure I-32: Répartition des matériaux supraconducteurs utilisés

Emplacement du matériau :

La Figure I-33 illustre le type d'utilisation qui est faite des matériaux supraconducteurs HTc dans les machines électriques qui ont une puissance supérieure à 100 kW. De la même manière que précédemment, nous constatons que la technologie supraconductrice est généralement utilisée au niveau de l'inducteur. Cette répartition s'explique par la simplicité de conception des enroulements d'excitation « pancake », et leur alimentation en courant continu. Par contre les induits supraconducteurs qui sont alimentés en courant alternatif sont peu nombreux en raison des pertes importantes à dissiper et de la non disponibilité de fils performants pour un fonctionnement AC.

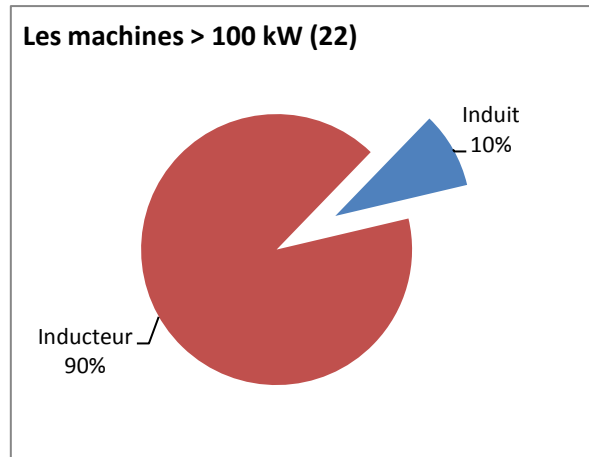


Figure I-33: Répartition par type d'utilisation des matériaux supraconducteurs HTc

c. Cryogénie : température, cryogène, fixe ou rotative

Température de fonctionnement :

La Figure I-34 représente les puissances des machines supraconductrices réalisées depuis les années 90, en fonction de la température de fonctionnement choisie. Ces machines sont réparties sur des plages de température allant de 4,3 Kelvin à 80 Kelvin. Nous pouvons facilement distinguer des concentrations autour de trois zones de température d'utilisation: 4,2 Kelvin, 20 à 40 Kelvin, et 63 à 80 Kelvin. La plupart des machines de petites puissances sont situées dans la zone 63 à 80 Kelvin, ces machines correspondent aux prototypes universitaires refroidis avec des bains d'azote liquide à 77 Kelvin. Pour les machines d'une puissance supérieure au mégawatt, la concentration est située dans la zone 20 à 40 Kelvin, températures optimales pour les propriétés de BSCCO (densité de courant et champ sur fil). Ainsi ce fil est majoritairement choisi pour cette gamme de puissance (voir la section : Matériaux utilisés).

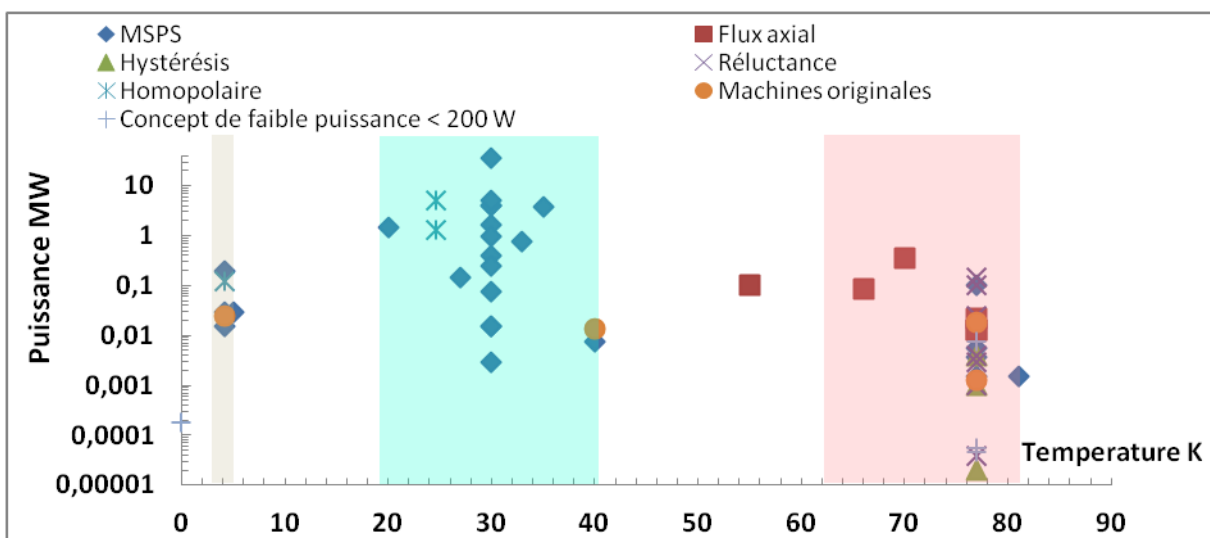


Figure I-34: température de fonctionnement

Fluide cryogène :

Le système de refroidissement cryogénique est conditionné par le type de fluide cryogénique utilisé. La Figure I-35 montre la proportion d'utilisation de ces fluides pour les réalisations d'une puissance supérieure à 100 kW. Suivant la tendance précédente sur la température de fonctionnement, la majeure partie des machines emploie soit de l'hélium gazeux, soit du néon. Ce qui permet d'atteindre les températures 20 à 40 Kelvin. De plus, deux systèmes distincts sont employés pour le refroidissement par ces liquides (voir la section Cryogénie de l'inducteur :). Par ailleurs, nous remarquons que le pourcentage d'utilisation de l'azote liquide est non négligeable du fait de sa simplicité de mise en œuvre, de sa disponibilité et de son coût raisonnable. Bien évidemment, les performances des matériaux supraconducteurs sont médiocres à ces températures (77 Kelvin).

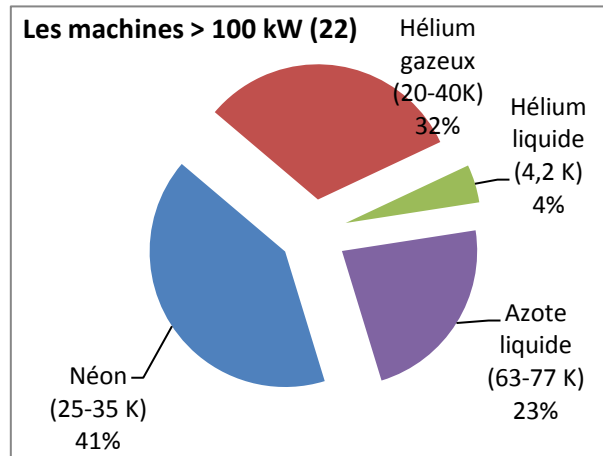


Figure I-35: Fluide cryogène

Type de cryogénie : fixe ou tournante

La majorité des moteurs de forte puissance sont des machines synchrones à pôles saillants, avec donc un induit cuivre et un inducteur supraconducteur. Nous retrouvons cette disposition sur la Figure I-36, qui montre une forte proportion des systèmes cryogéniques tournants pour les réalisations d'une puissance supérieure à 100 kW.

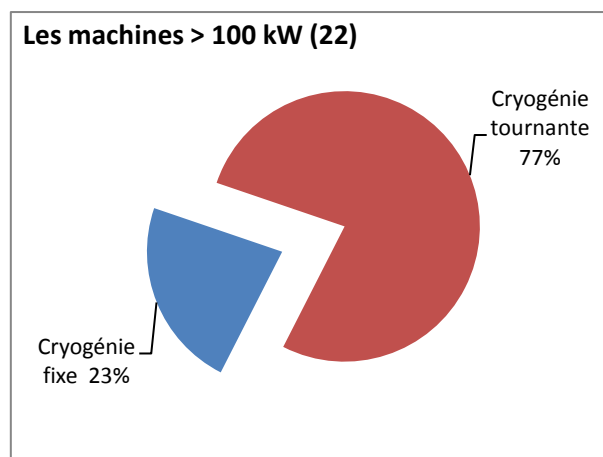


Figure I-36: Système cryogénique

2. Analyse sur l'application recherchée et les gains obtenus

a. Type d'application

Afin de mettre en évidence les différentes applications visées par les constructeurs de machines supraconductrices HTc, nous présentons sur la Figure I-37, un nuage de points représentant la puissance en fonction de la vitesse de rotation pour des moteurs d'une puissance supérieure à 100 kW, ce graphique est accompagné d'une illustration des zones d'utilisations possibles.

Tout d'abord, on constate que la plus forte concentration de points concerne les applications industrielles : alternateurs de génération d'énergie et moteurs de type MSPS. La propulsion marine à attaque directe arrive en deuxième position (moteurs lents et fort couple), qui sont essentiellement des machines de type MSPS ou à flux axial. Enfin, le graphique présente deux moteurs homopolaires dans la catégorie des machines rapides, qui sont destinés notamment aux applications aéronautiques.

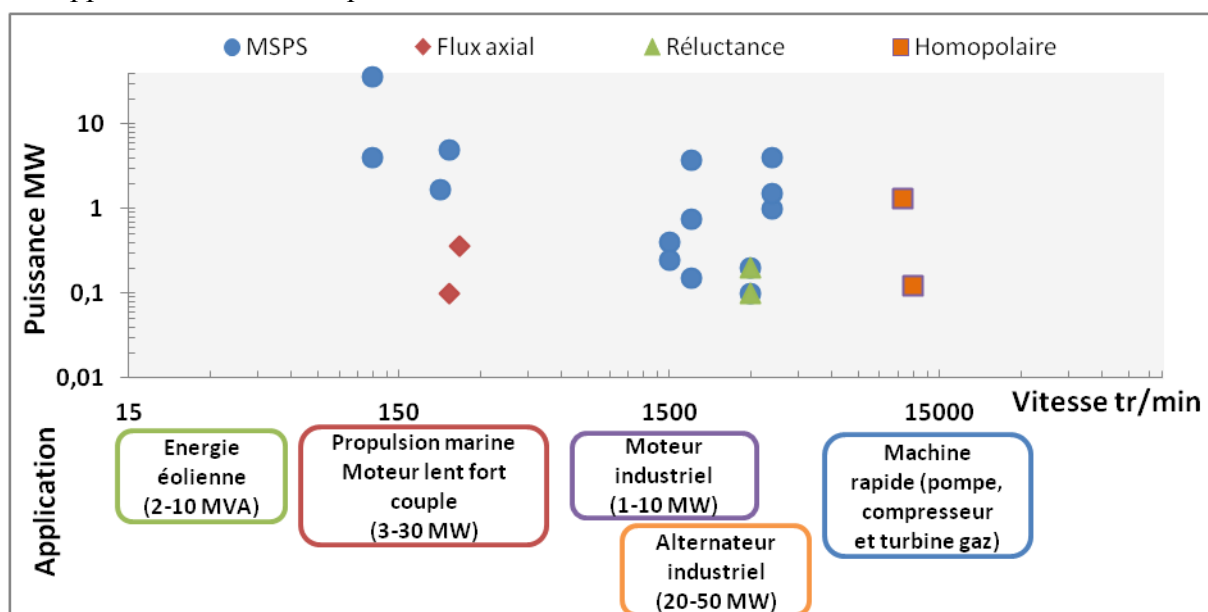


Figure I-37: Puissance en fonction de la vitesse de rotation pour les machines > 100 kW

b. Comparaison avec les machines conventionnelles

Les informations sur les dimensions exactes des machines réalisées sont souvent manquantes, tandis que le poids est donné pour 13 réalisations (ce genre de données est généralement confidentiel). Pour ces raisons, nous avons choisi de présenter que les gains en termes de couple/massique et puissance/massique. Les deux figures ci-dessous présentent deux comparaisons avec les machines conventionnelles en cuivre. Ces dernières sont issues du catalogue du constructeur allemand de moteurs électriques SIEMENS AG [Siem12], deux gammes de moteurs sont représentées : moteur fort couple à aimants permanents et générateur synchrone en cuivre.

La Figure I-38 montre le couple massique, en fonction de la vitesse de rotation, des moteurs supraconducteurs HTc (puissance > 100 kW), comparés à celui des machines des catalogues de SIEMENS AG. Sur le graphique, nous remarquons que le couple massique des réalisations situées dans la zone des vitesses 1500-3000 tr/min est de : 1 à 3 N.m/kg, ce qui est comparable aux machines conventionnelles. Pour les basses vitesses (< 400 tr/min), les machines conventionnelles présentent un rapport d'environ 5 N.m/kg, alors que les moteurs supraconducteurs HTc peuvent atteindre 9 N.m/kg, voire 28 N.m/kg (AMSC 36,5 MW 230 tr/min).

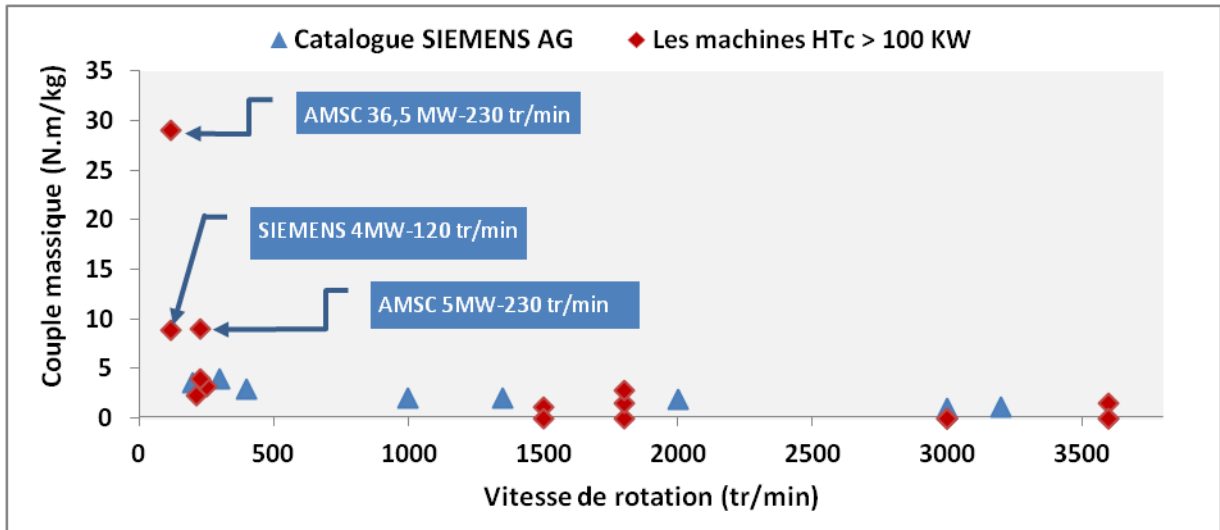


Figure I-38: Couple massique en fonction de la vitesse de rotation

De la même manière, La Figure I-39 montre la puissance massique en fonction de la vitesse de rotation des moteurs supraconducteurs HTc (puissance > 100 kW) comparée aux machines catalogue du SIEMENS AG. Les machines conventionnelles présentent une puissance massique d'environ 0,35 kW/kg, et les moteurs supraconducteurs HTc peuvent atteindre 0,58 kW/kg (SIEMENS 4MVA-3600 tr/min).

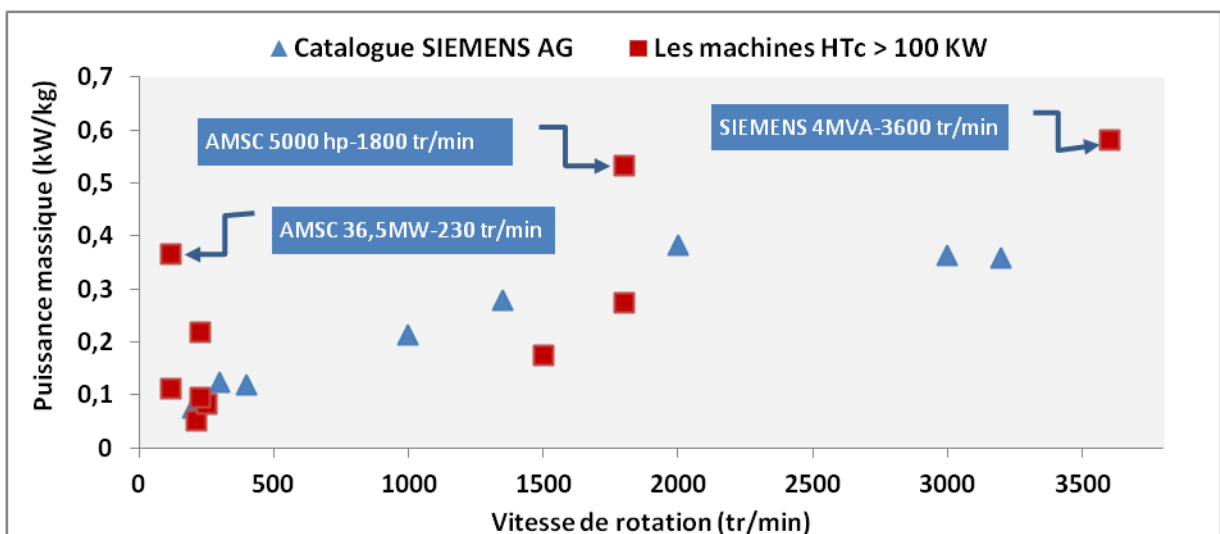


Figure I-39: Puissance massique en fonction de la vitesse de rotation

3. Projets récents et tendances

Afin de faire ressortir les tendances concernant le développement futur des moteurs supraconducteurs HTc, nous avons réalisé un référencement des différents projets et design de machines en se basant principalement sur les communications et publications des différents constructeurs, ces machines sont listées sur Le Tableau I-11. Cette liste ne concerne que les projets de fortes puissances (> 1 MW), et elle n'est pas exhaustive.

Tout d'abord, nous remarquons que la topologie MSPS est adoptée pour la majorité des futurs projets, et le fil YBCO est choisi pour ces projets. Néanmoins, nous notons deux projets avec le fil MgB2. Cette tendance s'explique par les récents développements de fil HTc ; un effort important est consacré pour le fil YBCO et le fil MgB2.

Enfin, tous ces designs de moteurs visent deux applications : la propulsion marine et la production d'énergie éolienne à attaque directe.

Topologie	Fabricant	Puissance	Matériau	Application	Référence
MSPS	American Superconductor	10 MW-10 tr/min	Fil YBCO	Energie éolienne	[SGKW11]
MSPS	DTU Denmark	5 MW-12 tr/min	Fil YBCO	Energie éolienne	[AJSM11]
MSPS	Converteam Rugby	8/10 MW-12 tr/min	Fil YBCO	Energie éolienne	[LeMu07]
MSPS	Converteam Rugby	2x1 MVA-700 tr/min	Fil YBCO	Générateur embarqué	[Pose12]
MSPS	Converteam Rugby	2 MW-200 tr/min	Fil YBCO	Propulsion marine	[Pose12]
MSPS	Hyper Tech Research	2MW	Fil MgB2		[TRYM07]
Homopolaire	GENERAL ATOMICS	36,5 MW-120 tr/min		Propulsion marine	[Gene12]
MS EH	Advanced Magnet LAB	10 MW-10 tr/min	Fil MgB2	Energie éolienne	[Aml12]

Tableau I-11: Projets et design de machines supraconductrices en cours ; MSPS : Moteur Synchrone à pôles saillants ; MS EH : Moteur Synchrone à enroulement hélicoïdal

V. Conclusion

Le travail accompli par les équipes de recherche universitaires et les équipes de développements industriels mondiales est conséquent et le panel des réalisations est très varié. Le nombre de réalisations recensé est de 80 machines, et pour les puissances supérieures à 100 kW le nombre de réalisations se réduit à 24 machines.

Les machines synchrones à pôles saillants à flux radial demeurent les plus répandues pour les fortes puissances. Pour ces moteurs, les applications embarquées et industrielles sont principalement les plus visées. Le conducteur de première génération 1G BSCCO est majoritairement utilisé dans ces machines de forte puissance. Aussi, la faisabilité ainsi que la fiabilité de ces machines est démontrée, des études sur leur comportement et leurs performances à long terme ont été menées avec succès.

Concernant la tendance des projets futurs ou en cours de réalisation, deux applications sont particulièrement visées: la propulsion marine et la production d'énergie éolienne à attaque directe. Nous constatons aussi, l'existence de deux projets de machines à base de conducteur MgB₂. Cette percée est due particulièrement à la disponibilité de ce matériau et ses coûts moins élevés par rapport aux autres conducteurs.

Les progrès obtenus par les différents fabricants de fil HTc permettront dans le futur de renforcer et de faire émerger des moteurs industriels encore plus compacts et plus robustes, même si les matériaux utilisés restent encore chers. Une utilisation optimale de ces fils est souhaitable, les matériaux HTc sont intrinsèquement anisotropes, et leur sensibilité au champ magnétique dépend de la direction du champ magnétique par rapport à la surface du ruban HTc. Il est donc nécessaire de développer des méthodes et des outils pour étudier et caractériser le comportement des fils HTc.

Dans le chapitre suivant, nous allons dans un premier temps aborder l'étude et les problématiques de caractérisations des rubans BSCCO en prenant en compte son comportement anisotrope en courant continu DC, puis dans un second temps nous parlerons des problématiques de pertes alternatives en courant de transport.

Chapitre II: Caractérisation DC d'une bobine supraconductrice

I. Modèles des supraconducteurs

1. Introduction

Dans le chapitre précédant, nous avons brièvement évoqué la théorie de la surface critique des supraconducteurs. Un certain nombre de lois et de modèles macroscopiques ont été proposés pour modéliser ces comportements. L'enjeu majeur des recherches concerne la modélisation de la loi de comportement E-J (champ électrique/densité de courant), en tenant compte de la température et du champ magnétique propre ou extérieur, afin de les intégrer dans les équations de Maxwell. Ces modèles sont utilisés pour mener des calculs sur les phénomènes de dissipation d'énergie (comme par exemple les pertes alternatives AC), ainsi que pour le dimensionnement des dispositifs utilisant les matériaux supraconducteurs.

Nous commencerons par présenter le modèle de l'état critique de Bean, qui est un modèle simple caractérisé par un seul paramètre. Généralement, le modèle de Bean est utilisé pour mener des calculs analytiques sous certaines hypothèses. Ensuite, nous présenterons le modèle en puissance puis le modèle exponentiel, ils permettent de mieux approcher le comportement réel des supraconducteurs car ils prennent en compte la décroissance des performances des conducteurs supraconducteurs en fonction de l'induction magnétique et de son orientation.

2. Le modèle de l'état critique

Ce modèle a été introduit par C. P. Bean en 1962 [Bean62], dans le but d'étudier l'aimantation des supraconducteurs massifs. Selon ce modèle, la densité de courant dans un matériau supraconducteur ne peut excéder la densité de courant critique J_c , dont la valeur est constante à une température fixe déterminée par les propriétés du matériau supraconducteur [Prig97].

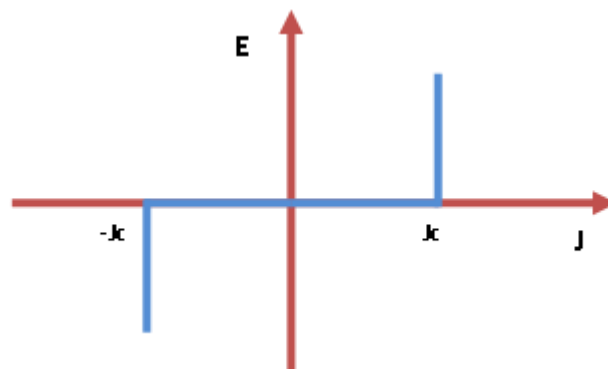


Figure II-1 : Caractéristique E(J) basée sur le Modèle de Bean

Ce modèle se traduit mathématiquement par l'écriture de l'équation du champ magnétique suivante :

$$\Delta \vec{B} = \pm \mu_0 \vec{J}_c \quad \text{ou} \quad \Delta \vec{B} = 0 \quad (\text{II.1})$$

La simplicité d'application de ce modèle sur des formes simples telles que : cylindre, plaque infiniment longue, ...etc, permet de développer des calculs analytiques afin d'étudier les pertes en régime variable (AC), ou les phénomènes de magnétisation [DBPL08]. Par ailleurs, l'utilisation de ce modèle dans les logiciels de calcul numérique est peu commode à cause de sa discontinuité. Dans ce travail, ce modèle est présenté à titre indicatif et n'est pas utilisé pour nos différents calculs.

3. Modèles empiriques

a. Le modèle avec la loi en puissance

Ce modèle n'a pas de base théorique, il est obtenu par l'interpolation des courbes de la caractéristique non linéaire E-I des matériaux supraconducteurs, cette dernière est obtenue en effectuant une mesure tension-courant sur un échantillon supraconducteur. Cette loi est définie par deux paramètres : la densité de courant J_c et l'index- n (appelé aussi exposant- n).

$$E \propto J^n \rightarrow \vec{E} = \frac{E_c}{J_c} \left(\frac{\|\vec{J}\|}{J_c} \right)^{n-1} \vec{J} \quad (\text{II.2})$$

E_c est un critère défini arbitrairement à partir de considérations expérimentales, et J_c la valeur de densité de courant qui correspond à E_c . Conventionnellement pour les HTc on prend $E_c = 1 \mu\text{V/cm}$.

Ce modèle permet d'approcher le comportement des supraconducteurs d'une manière satisfaisante à des densités de courant inférieures et autour de J_c , au-delà ce modèle prédit un accroissement en puissance du champ électrique E , alors que les observations expérimentales montrent une transition de l'état supraconducteur à l'état normal, donc un comportement linéaire de la caractéristique E-J [Bruz04].

Aussi, on peut observer que pour une valeur de l'index n égale à 1, on retrouve une loi de comportement linéaire, alors que pour des valeurs de n très grandes (>200) on s'approche plutôt du modèle de l'état critique de Bean [Doui01].

Le modèle de KIM : $J_c(B)$ et $n(B)$

La densité de courant critique J_c est considérée constante dans les deux modèles présentés plus haut: la loi en puissance et l'état critique de Bean, alors qu'en réalité il existe une dépendance vis-à-vis du champ magnétique, qui a été montrée expérimentalement. Afin de prendre en compte cette influence, Kim [KiHS62] a proposé un premier modèle qui inclue la valeur absolue de l'induction magnétique B .

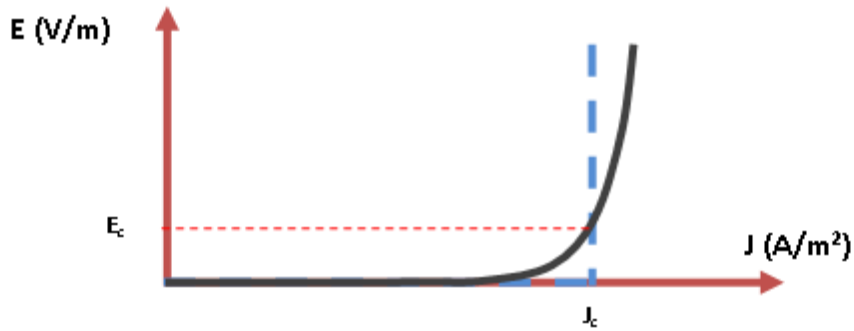


Figure II-2 : Comparaison de la loi en puissance avec le modèle de Bean

$$J_c(B) = \frac{J_{c0}}{1 + \frac{B}{B_0}} \quad (II.3)$$

J_{c0} : constante égale la densité de courant critique sous champ nul (A/mm²)

B_0 : constante caractérisant le matériau (Telsa)

La formule de Kim décrit un comportement isotrope, alors que les supraconducteurs HTc sont fortement anisotropes, l'orientation du champ magnétique a une influence importante sur la densité de courant critique du supraconducteur [Okam01].

La Figure II-3 (droite) montre la définition de l'orientation parallèle et perpendiculaire du champ magnétique sur ruban supraconducteur. La Figure II-3 (gauche) montre un exemple de l'influence de l'orientation du champ magnétique sur un fil DI-BSCCO à 77 K.

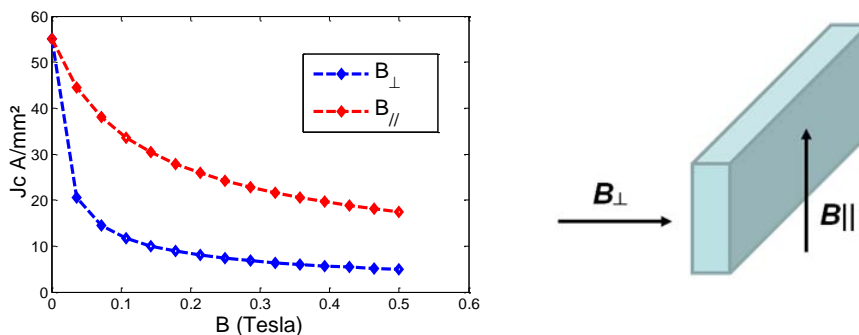


Figure II-3: (gauche) J_c en fonction de B_{\parallel} et B_{\perp} à 77 K des rubans Di-BSCCO (droite) définition de l'orientation parallèle et perpendiculaire sur un ruban

En augmentant le nombre de paramètres de variation de la formule de Kim, de deux à quatre, une autre forme de loi généralisée de ce modèle est proposée par plusieurs auteurs [GöK106, SVGG10], celui-ci repose sur quatre paramètres:

$$J_c(B_{\parallel}, B_{\perp}) = \frac{J_{c0}}{\left(1 + \frac{\sqrt{k^2 B_{\parallel}^2 + B_{\perp}^2}}{B_0}\right)^{\beta}} \quad (\text{II.4})$$

J_{c0} : constante égale la densité de courant critique sous champ nul (A/mm²)

B_0 : constante caractérisant le matériau (Telsa)

k : facteur d'anisotropie (<1)

β : coefficient caractérisant la dépendance vis-à-vis du champ magnétique

Egalement, l'exposant- n est l'un des paramètres importants de la loi en puissance, plusieurs auteurs [Kiss03, LYSS12, WiCR11] ont montré qu'il se comporte de la même manière que la densité de courant J_c vis-à-vis de l'induction magnétique. De ce fait, une loi de comportement similaire à la formule de Kim peut être utilisée :

$$n(B_{\parallel}, B_{\perp}) = \frac{n_0}{1 + \frac{\sqrt{k^2 B_{\parallel}^2 + B_{\perp}^2}}{B_{n0}}} \quad (\text{II.5})$$

n_0 : constante représentant la valeur de n sous champ nul

B_{n0} : constante caractérisant la dépendance du n vis-à-vis de B (Telsa)

k : facteur d'anisotropie

Plusieurs autres travaux ont été consacrés à l'élaboration d'autres modèles empiriques de modélisation de comportement $J_c(B)$ et $n(B)$, en tenant compte de leurs décroissances en fonction de l'induction magnétique et de l'angle d'orientation. Le lecteur pourra se reporter à la référence [Siro02] qui énumère les autres modèles utilisés par la communauté scientifique.

b. Le modèle avec la loi exponentielle

Le modèle exponentiel est utilisé pour la modélisation de la loi non linéaire E-J des supraconducteurs à basse température LTS; il permet de considérer les dépendances à la température T , à l'induction magnétique B ainsi qu'à la densité de courant critique J_c [DoIK80, HiNH05]. Ce modèle a été utilisé dans les années quatre-vingt en Russie et en Europe de l'Est [Bruz04].

$$E(T, B, J) = J\rho_n \exp\left(\frac{T - T_c}{T_0} + \frac{B}{B_0} + \frac{J}{J_0}\right) \quad (\text{II.6})$$

T_c : Température critique (Kelvin)

T_0 : constante caractérisant la dépendance à la température (Kelvin)

B_0 : constante caractérisant la dépendance à l'induction magnétique (Telsa)

J_0 : constante caractérisant la dépendance à la densité de courant (A/m²)

ρ_n : La résistivité électrique normale du supraconducteur

4. Discussion

Dans ce sous-chapitre, nous avons passé en revue les modèles de supraconducteurs qui sont fréquemment utilisés par la communauté scientifique. Les modèles empiriques cités précédemment sont plus commodes pour une insertion dans les logiciels de calculs numériques, contrairement au modèle de Bean qui est un modèle à seuil.

Compte tenu des valeurs relativement faibles de l'exposant n ($n < 35$) des supraconducteurs HTc par rapport aux BTc ($n > 100$), la loi en puissance est largement adoptée pour l'étude des supraconducteurs HTc. Ce modèle sera donc utilisé dans la suite de ce travail, pour le calcul numérique des pertes en régime variable, ainsi que pour la détermination des courbes U-I des bobines supraconductrices HTc.

La deuxième partie de ce chapitre sera donc consacrée à la caractérisation en courant continu d'une bobine supraconductrice HTc (BSCCO).

II. Calcul du courant critique d'une bobine BSCCO

1. Introduction et problématique

Les bobines utilisant les supraconducteurs à haute température critique sont présentes dans diverses applications en électrotechnique, comme par exemple les bobines SMES ou les pancakes qui constituent les pôles de machines électriques supraconductrices. Le dimensionnement (électrique et cryogénique) de ces bobines est réalisé à l'aide d'une estimation du courant critique I_c . Nous travaillons donc, avec la caractéristique U-I, qui est une loi globale mesurable, contrairement à la loi locale E-J. Évidemment, le passage de la loi globale U-I à la loi locale E-J ne peut se faire que sous certaines conditions que l'on discutera.

Pour les solénoïdes supraconducteurs à basse température LTS, le courant critique peut être approché par l'intersection de la droite de charge (champ magnétique maximal sur les enroulements) avec la courbe $I_c(B)$ du matériau. Pour les matériaux HTc, cette approximation peut engendrer des erreurs importantes sur le calcul de courant critique I_c de la bobine, compte tenu des faibles valeurs de l'index- n et de l'anisotropie de ces matériaux.

Tout d'abord, nous présenterons deux méthodes de calcul pour simuler la courbe U-I d'une bobine Bi-2223 en se basant sur les caractéristiques d'un ruban HTc, notamment la dépendance de J_c et de l'index- n par rapport aux composantes perpendiculaires et parallèles du champ magnétique. La première méthode repose sur un calcul spire par spire de la tension, et une deuxième méthode qui repose sur un principe d'homogénéisation en une seule spire.

Ensuite, nous avons appliqué ces méthodes pour étudier le comportement d'une bobine BSCCO dans trois dispositions différentes qui permettent d'avoir trois cartes de champ distinctes. Les résultats des simulations des deux méthodes sont comparés à des résultats expérimentaux réalisés à l'azote liquide (77 Kelvin). Enfin, l'étude de la tension aux bornes des spires et la distribution du champ électrique nous a permis d'analyser le comportement de la bobine pour les trois cas étudiés.

2. Méthode de calcul

L'objectif principal de cette méthode est de déterminer la caractéristique U-I d'une bobine HTc, en partant des caractéristiques U-I du ruban supraconducteur HTc.

Les hypothèses prises pour ce calcul sont les suivantes :

- L'histoire magnétique de l'échantillon n'influence pas sur les caractéristiques du fil ;
- La dégradation due au rayon de courbure est négligeable ;
- La structure multi filamentaire du ruban est négligée, donc la densité de courant J du ruban est prise en compte en écrivant simplement $J=\pm I/S$

Considérons un ensemble de N conducteurs, chacun traversé par un courant continu I . Ce faisceau de conducteurs de section S , transporte un courant total NI .

Pratiquement, pour illustrer cette méthode de calcul, nous avons choisi l'exemple d'un solénoïde HTc de N spires, avec un rayon intérieur R_{int} et extérieur R_{ext} , et une hauteur H , ceci nous permettra d'avoir un modèle axisymétrique 2D invariant par rotation autour de l'axe de symétrie, Figure II-4.

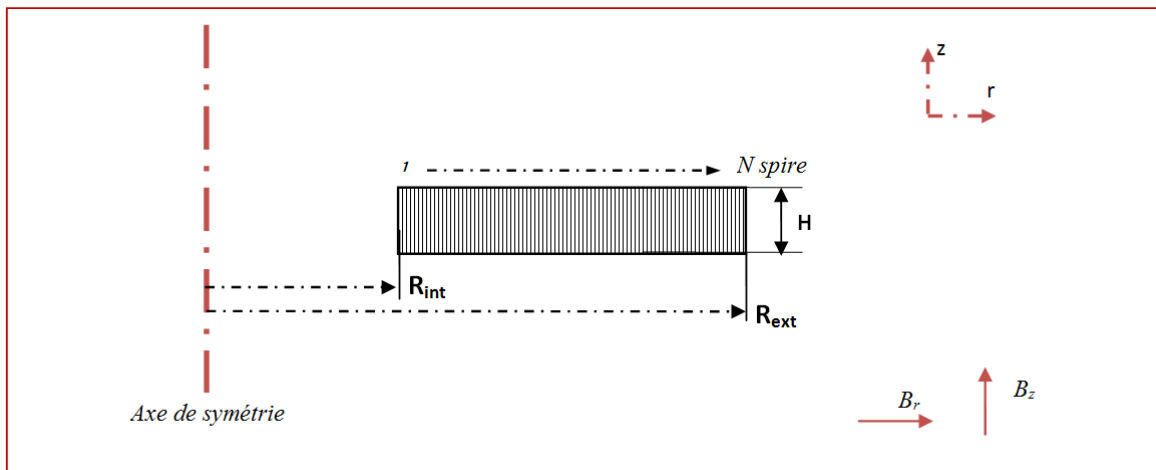


Figure II-4 : Représentation axisymétrique d'une bobine incluant toutes les spires

Ce modèle d'un solénoïde axisymétrique en 2D (invariant selon Θ), permet d'avoir une distribution du champ magnétique uniforme au long d'une spire. Dans cette disposition le champ parallèle correspond à B_z et le champ perpendiculaire correspond à B_r :

$$B_{\perp} = B_r \quad \text{et} \quad B_{\parallel} = B_z$$

Deux approches de calcul ont été adoptées pour le calcul de courant critique I_c , la première consiste à modéliser la bobine par un modèle multi-brins exacte (N spires transportant le même courant), la tension est calculée en additionnant les tensions spire par spire. La deuxième méthode consiste à adopter un modèle homogène en modélisant la bobine par une spire équivalente parcourue par un courant NI .

1^{er} approche : calcul spire par spire

En premier lieu, pour un courant imposé traversant chaque spire de la bobine, on calcule la distribution du champ magnétique (calcul magnétostatique, 2D axisymétrique) sur la section de la bobine. En raison de la présence des matériaux ferromagnétiques, ce calcul du champ est réalisé d'une manière numérique en utilisant un logiciel de calcul par élément finis FEMM [Meek10].

Ensuite, pour chaque spire i de la bobine, on relève au centre les composantes perpendiculaires et parallèles du champ magnétique (B_{\parallel}, B_{\perp}). La densité de courant critique $J_{ci}(B_{\parallel}, B_{\perp})$ de la spire est calculée en utilisant la relation suivante :

$$J_{ci}(B_{\parallel}, B_{\perp}) = \frac{J_{c0}}{\left(1 + \frac{\sqrt{k^2 B_{\parallel}^2 + B_{\perp}^2}}{B_0}\right)^{\beta}} \quad (\text{II.7})$$

De la même manière, on calcule $n_i(B)$ correspondant à chaque spire:

$$n_i(B_{\parallel}, B_{\perp}) = \frac{n_0}{1 + \frac{\sqrt{k^2 B_{\parallel}^2 + B_{\perp}^2}}{B_{n0}}} \quad (\text{II.8})$$

Puis, on calcule le champ électrique de chaque spire en utilisant la loi en puissance E-J:

$$E_i(B_{\parallel}, B_{\perp}, J) = E_c \left(\frac{J}{J_{ci}(B_{\parallel}, B_{\perp})} \right)^{n(B_{\parallel}, B_{\perp})} \quad (\text{II.9})$$

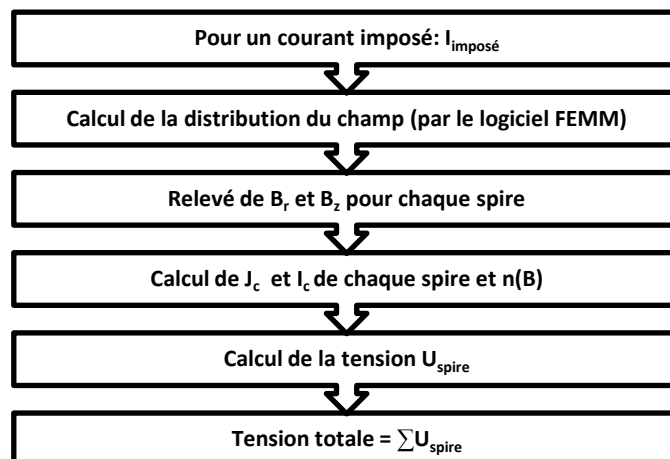
La tension de chaque spire U_i est obtenue en multipliant le champ électrique E_i par sa longueur L_i :

$$U_i = L_i \times E_i \quad \text{avec: } L_i = 2\pi \times R_i \quad (\text{II.10})$$

Enfin, la tension totale de la bobine est calculée en additionnant la contribution de la totalité des spires :

$$U = \sum_{i=1}^{N_{spire}} U_i$$

On peut résumer cette procédure et ces étapes de calcul par le diagramme suivant:



2^{ème} approche : homogénéisation

Les calculs par éléments finis du modèle multi spires deviennent vite très lents dès que le nombre de conducteurs dépasse quelques dizaines (les maillages générés seraient très denses). Pour palier ces difficultés, on adopte un modèle homogène dans lequel la densité de courant (de composante azimutale), est considérée constante sur la section S de la bobine et vaut $J=NI/S$.

Le champ électrique, ayant également une seule composante azimutale, est noté $E(r,z)$ partout sur la section S de la bobine. La perte totale d'un faisceau de conducteurs est :

$$P = UI = 2\pi \iint_S E(r, z) \frac{NI}{S} r dr dz \quad (\text{II.11})$$

où U est la tension aux bornes du faisceau de conducteurs qui se calcule donc par :

$$U = 2\pi N \left(\frac{1}{S} \iint_S E(r, z) r dr dz \right) \quad (\text{II.12})$$

La densité de courant J étant connue, il suffit d'utiliser la loi en puissance (II.2) associée aux relations (II.4) et (II.5) pour déterminer la valeur locale de $E(r,z)$ partout sur S. L'intégration dans (II.12) est calculée numériquement.

Pour illustrer cette méthode, la Figure II-5 montre une bobine modélisée par un seul faisceau traversé par NI. De la même manière que précédemment, on calcule numériquement la distribution du champ magnétique (calcul magnétostatique, 2D axisymétrique). Ensuite, on fait une discrétisation régulière et carrée de la bobine sur Nr points suivant r, et Nz points suivant z.

Pour chaque point :

- On relève B_z et B_r qui représentent B_{\parallel} et B_{\perp} respectivement ;
- On calcule J_c avec l'équation (II.7) ;
- On calcule l'index n avec l'équation (II.8) ;
- On calcule le champ électrique $E_i(B_r, B_z, J)$ avec l'équation (II.9).
- Enfin, la tension totale de la bobine est calculée par (II.13) :

$$U_{total} = N \times \frac{2\pi}{H(R_{ext} - R_{int})} \int_0^H \int_{R_{int}}^{R_{ext}} r E(r, z) dr dz \quad (\text{II.13})$$

On peut résumer cette procédure et ces étapes de calcul par ce diagramme :

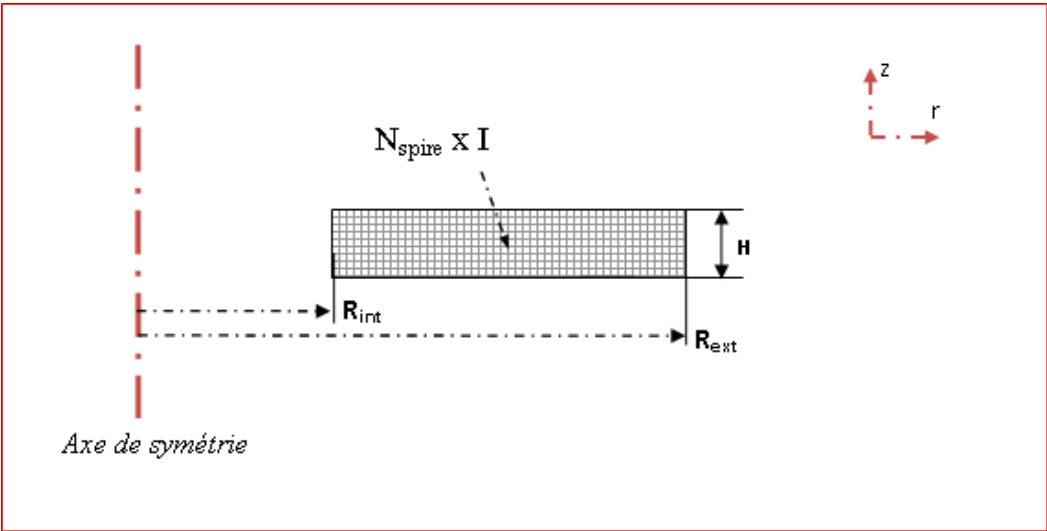
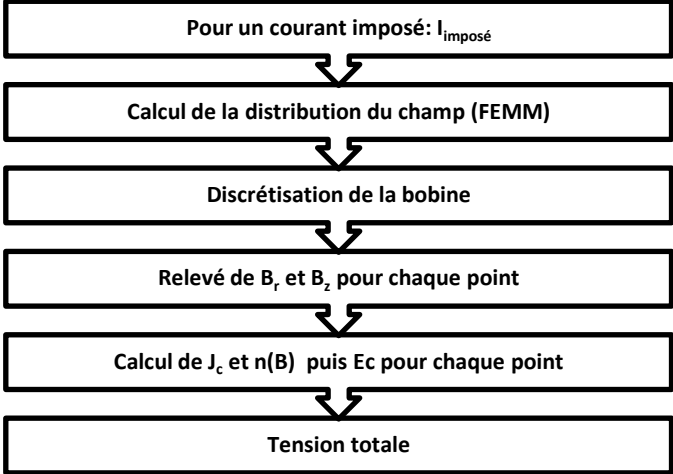


Figure II-5 : Bobine en axisymétrique homogène

3. Exemple de calcul et validation expérimentale

Afin de valider la procédure de calcul énoncée plus haut, ce qui suit sera consacré à l'étude d'un double pancake BSCCO sous différentes configurations.

a. Description de la bobine HTc

Les caractéristiques géométriques de la bobine supraconductrice utilisée pour ce travail sont résumées dans le Tableau II-1, elle a été réalisée à base d'un conducteur BSCCO fabriqué par *Trithor Superconductor*⁴. Le ruban est bobiné autour d'une armature GFRP (Glass Fiber Reinforced Plastic) sous forme d'un cylindre, et isolé avec un film *Kapton*, la bobine obtenue est un double pancake d'une épaisseur de 8,2 mm et de 208 spires. La Figure II-6 est un dessin détaillé des caractéristiques géométriques de la bobine.

Bobine BSCCO	
Nombre de spire	208
Diamètre intérieur	57 mm
Diamètre extérieur	115 mm
Hauteur	8,2 mm
Longueur du ruban	57 m

Tableau II-1 : Spécification de la bobine BSCCO

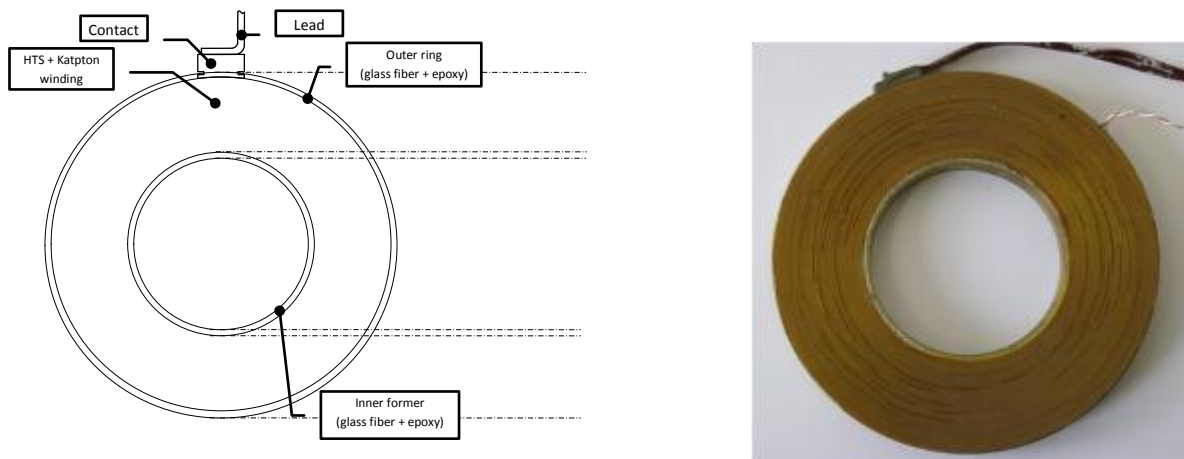


Figure II-6 : Caractéristiques géométriques de la bobine

Comme la majorité des rubans BSCCO, la structure de ce conducteur est multi filamentaires, le pourcentage du matériau supraconducteur par rapport à la matrice en argent est d'environ 30% et ses dimensions sont de 4,0 mm x 0,22 mm. Le courant critique mesuré est de 45 A sous champ propre à 77 Kelvin, déterminé avec le critère $E_c=1\mu\text{V}/\text{cm}$.

⁴ Entreprise allemande devenue Zenergy Power depuis 2006: <http://www.zenergypower.com>

Remarque :

Le courant critique est celui déterminé à l'apparition d'un champ électrique moyen de $E_c=1 \mu\text{V}/\text{cm}$, connaissant la longueur du l'échantillon L , on évalue la tension critique à $U_c = E_c \times L$.

Des travaux de caractérisation sur ce ruban sur un seul échantillon de fil, ont été menés au sein du laboratoire GREEN pour déterminer sa dépendance vis-à-vis du champ magnétique : $J_c(B)$ et $n(B)$, des échantillons ont été soumis à un champ externe avec différentes orientations. Les données expérimentales obtenues ont permis d'estimer les constantes du modèle de KIM : J_{c0} , k , B_0 , et β pour la dépendance $J_c(B)$ (II.4) et n_0 et B_{n0} pour la loi $n(B)$ (II.5). Les valeurs des coefficients mentionnés sur le Tableau II-2 permettent d'avoir une bonne concordance avec les données expérimentales. Les travaux de cette référence [ŠPVG09], qui concerne le même type de conducteur, montrent des résultats similaires à ceux obtenus au laboratoire GREEN.

La Figure II-7 montre les caractéristiques simulées à partir des modèles de la densité de courant J en fonction de B_{\perp} et B_{\parallel} et la dépendance $n(B)$ à l'azote liquide.

Ruban BSCCO				
$J_c(B)$	J_{c0}	55 A/mm ²	Largeur + isolant	4,1 mm
	B_0	0,008 T	Epaisseur + isolant	0,24 mm
	β	0,58	Remplissage en BSCCO	30 %
	k	0,1	Matrice	Ag
$n(B)$	n_0	15	I_c (77 K, sf) (1 $\mu\text{V}/\text{cm}$)	45 A
	B_{n0}	0,1 T		
	k	0,1		

Tableau II-2 : Caractéristiques du ruban BSCCO, modèles (II.4) et (II.5)

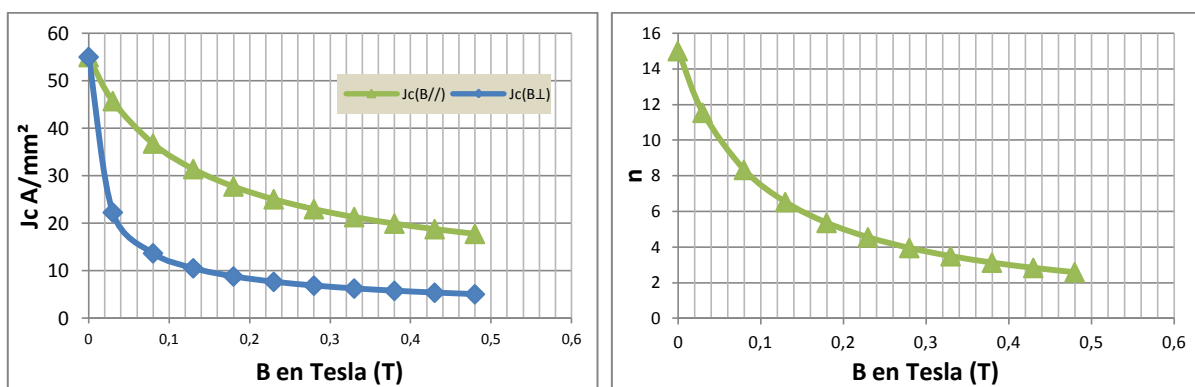


Figure II-7: (gauche) J_c en fonction de B_{\perp} et B_{\parallel} , (droite) $n(B)$ - (77 K)

b. Description du banc de mesure

La mesure des courbes U-I de la bobine HTc est réalisée au moyen de la méthode voltampère-métrique, la bobine est immergée dans un bain d'azote liquide, puis elle est alimentée par une

source de courant continu tout en mesurant la tension à ses bornes. Les équipements utilisés sont une alimentation en courant AMI-100 A (modèle n° : 12100PS), un ampèremètre analogique, et un nano voltmètre *Keithley* (modèle n° : 12182A). Le schéma du dispositif est présenté sur la Figure II-8.

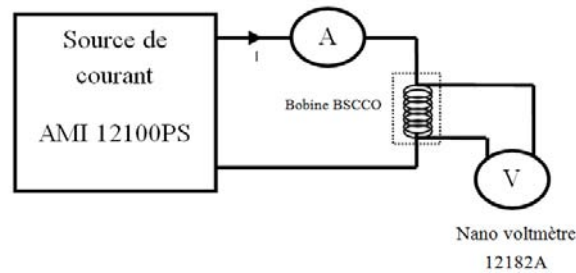


Figure II-8 : Schéma du dispositif de la mesure des courbes U-I

Le courant critique de la bobine mesuré est celui déterminé à l'apparition d'un champ électrique de $1 \mu\text{V}/\text{cm}$, connaissant la longueur totale du fil dans la bobine, qui est de 57 mètres, on évalue sa tension critique à $U_c=5,7\text{mV}$.

Afin d'éviter les phénomènes d'emballements thermiques irréversibles qui peuvent endommager la bobine, les valeurs mesurées figurant sur les courbes U-I n'excèdent pas 15mV.

c. Cas étudiés

Pour étudier l'influence de la carte de champs sur la caractéristique $U(I)$, nous avons étudié trois configurations différentes. Nous avons obtenu ces dispositions en rajoutant un circuit ferromagnétique (tout en gardant la symétrie du problème) autour de la bobine dont la courbe $B(H)$ est représentée sur la Figure II-9. Cela nous donne trois distributions du champ magnétique distinctes, ces profils du champ nous permettent d'étudier le comportement de la bobine : estimation de l'influence de la distribution du champ parallèle et perpendiculaire sur ces caractéristiques U-I, et l'évaluation de la pertinence des modèles de calculs exposés précédemment.

La Figure II-10 montre un schéma et une photographie des trois configurations étudiées :

- **Le premier cas** : bobine seule dans l'air sans pièce ferromagnétique;
- **Le deuxième cas** : bobine avec une plaque et un noyau ferromagnétique, cette configuration peut refléter une bobine d'un inducteur d'un moteur insérée autour d'un noyau ferromagnétique ;
- **Le troisième cas** : bobine entre deux plaques ferromagnétiques qui forment un court-circuit magnétique. Cette configuration permet d'augmenter le champ parallèle sur les rubans de la bobine (cet exemple est académique et ne représente pas d'intérêt pour les applications en électrotechnique).

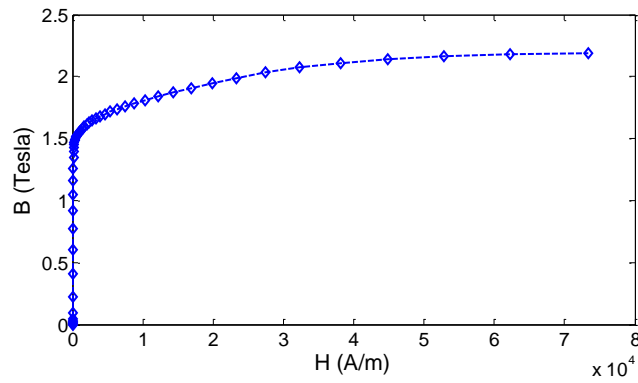


Figure II-9 : Courbe B(H) du circuit ferromagnétique

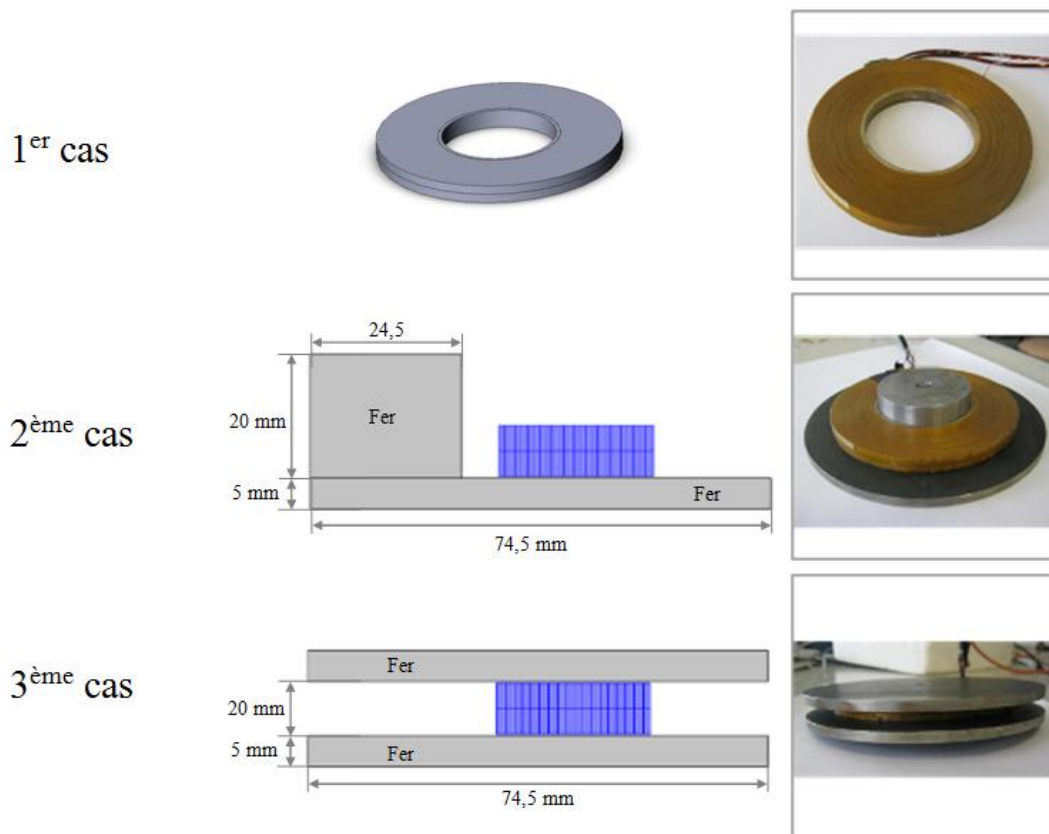


Figure II-10 : Configurations étudiées

4. Résultats et comparaisons

d. Distribution du champ et courbe U-I

1^{er} Cas :

La Figure II-11 (gauche) montre la courbe U-I de la bobine simulée par les deux méthodes de calcul comparées à la courbe relevée expérimentalement. La ligne en points discontinus

rouges représente la tension critique de la bobine selon le critère arbitraire $1\mu\text{V}/\text{cm}$. Dans ce cas, et selon ce critère, le courant critique mesuré est de $I_c=18,7\text{ A}$. La première approche (spire par spire) donne un courant $I_c = 18,3\text{A}$ (un écart d'environ $0,4\text{ A}$ par rapport à la mesure ce qui représente $2,1\%$). De la même manière, la deuxième approche (homogénéisation) donne un courant critique $I_c=18,1\text{A}$ (un écart d'environ $0,6\text{ A}$ par rapport à la mesure ce qui représente $3,2\%$).

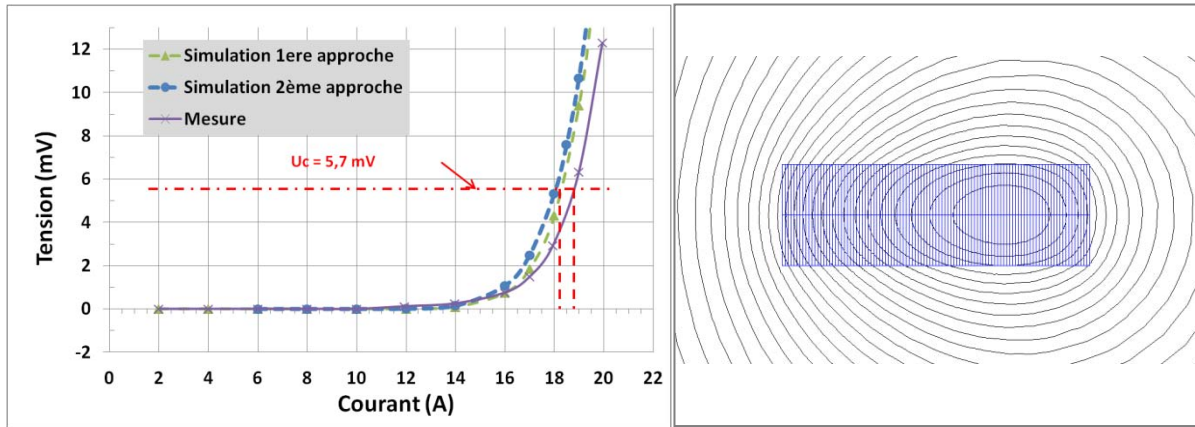


Figure II-11: (gauche) Courbe U-I du 1^{er} cas, (droite) équilignes du potentiel vecteur

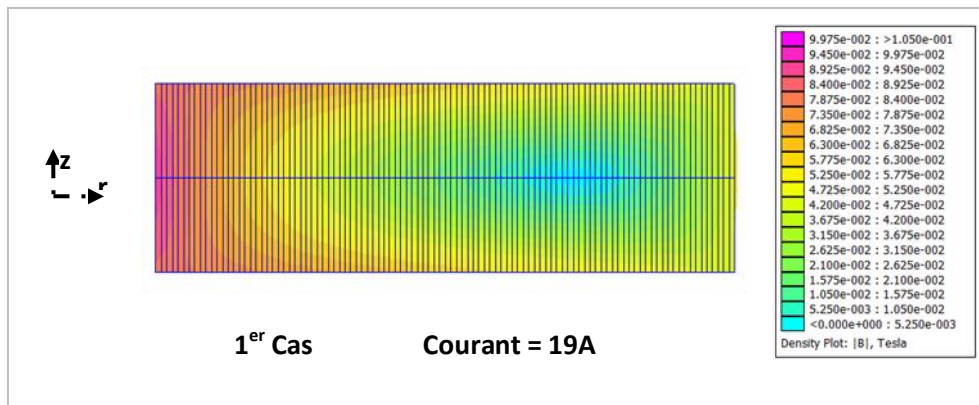


Figure II-12 : Distribution de l'induction magnétique $|B|$ sur les spires

Tout d'abord, la Figure II-11 (droite) montre les lignes du potentiel vecteur du 1^{er} cas et la Figure II-12 montre la distribution de l'induction magnétique $|B|$ sur les différentes spires, pour un courant de transport de 19 A , les valeurs maximales de l'induction magnétique $|B|$ ($\sim 0,1\text{ T}$) sont situées sur les premières spires intérieures de la bobine.

La Figure II-13 montre la tension aux bornes des spires de la première et de la deuxième couche de la bobine pour un courant de 19A (simulée avec la 1^{ère} approche).

Tout d'abord, nous constatons que les tensions aux bornes des spires des deux couches se comportent de la même manière.

En revanche, contrairement à l'induction magnétique $|B|$, la distribution de la tension aux bornes des spires montre que les valeurs maximales des tensions se trouvent sur les spires médianes, en dépit du fait que les valeurs maximales de l'induction magnétique se trouvent sur les spires intérieures (ces spires sont exposées à un champ perpendiculaire plus important).

Nous retrouvons le même résultat sur la Figure II-14 qui présente la distribution du champ électrique sur la section de la bobine (simulée avec la 2^{ème} approche). Les valeurs maximales du champ électrique (12 $\mu\text{V}/\text{cm}$) sont situées sur les extrémités au milieu de la bobine.

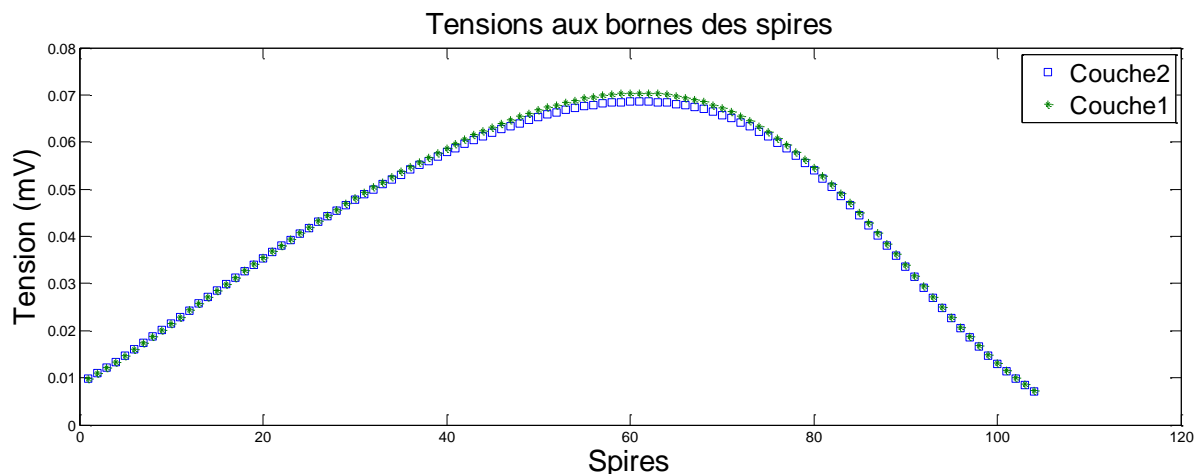


Figure II-13 : Tensions aux bornes des spires (1^{er} cas à I=19A)

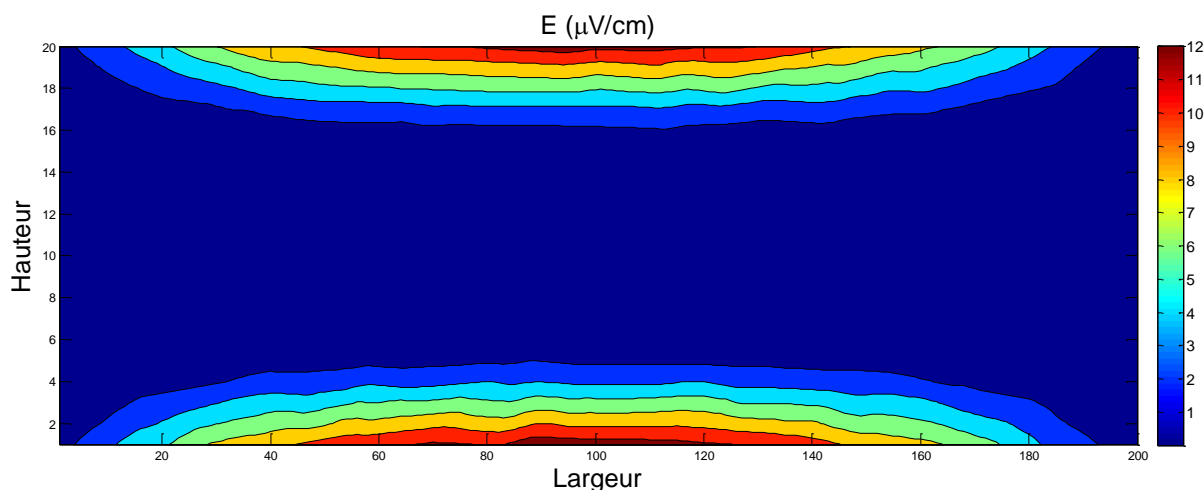


Figure II-14 : Distribution du champ électrique (1^{er} cas à I=19A)

2^{ème} Cas :

De la même manière, la Figure II-15 (gauche) montre la courbe U-I de la bobine simulée par les deux méthodes de calcul comparées à la courbe relevée expérimentalement. Dans ce cas, le courant critique mesuré est de $I_c=13,8$ A. Nous remarquons que l'allure de la courbe simulée par la première approche (spire par spire) suit parfaitement la courbe expérimentale, ce qui permet d'estimer un courant critique identique à la mesure. La deuxième approche (homogénéisation) donne un courant critique $I_c=14,4$ A (l'écart est d'environ 0,6 A par rapport à la mesure ce qui représente 4,3 %).

Le courant critique de cette configuration est plus faible comparé au premier cas (bobine dans l'air), cela s'explique par l'orientation du champ magnétique qui est plutôt perpendiculaire aux rubans qui composent la bobine, la Figure II-15 (droite) montre l'allure des lignes du potentiel vecteur simulées pour un courant de transport de 14 A.

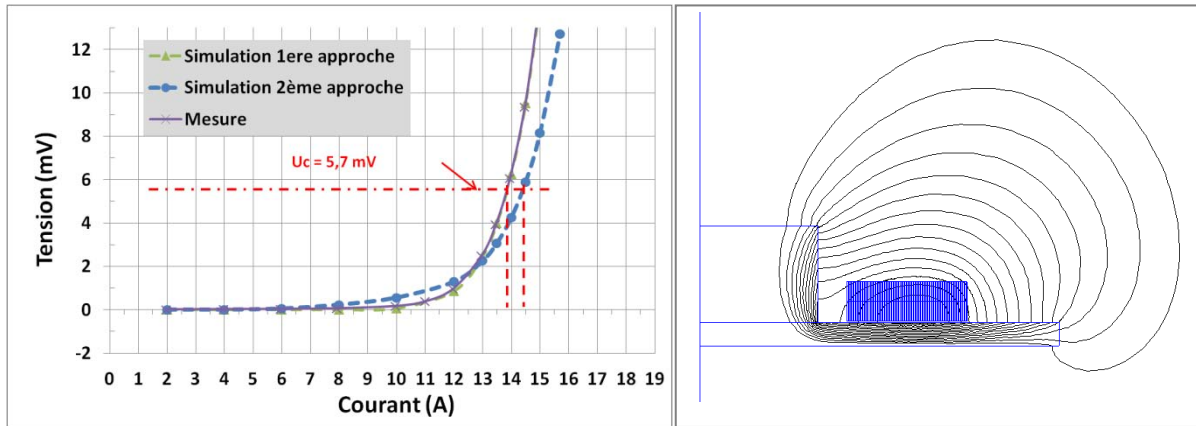


Figure II-15 : (gauche) Courbe U-I du 2^{ème} cas, (droite) équilignes du potentiel vecteur

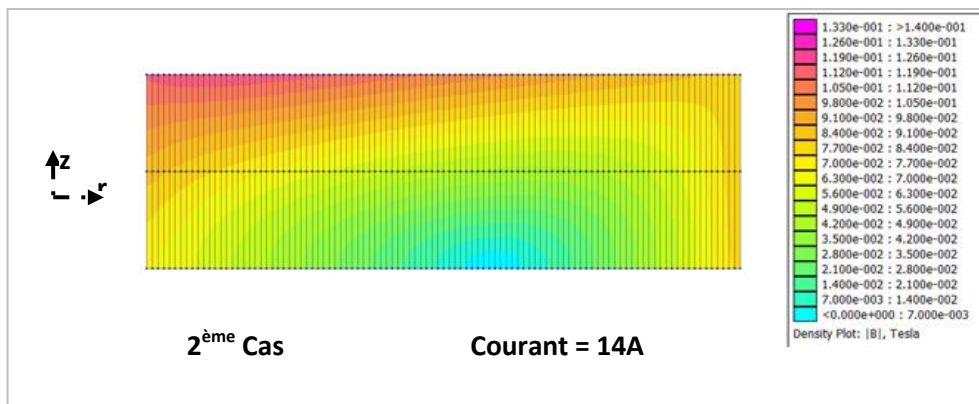


Figure II-16: Distribution de l'induction magnétique $|B|$ sur les spires

La Figure II-16 montre la distribution de l'induction magnétique $|B|$ sur les différentes spires de la bobine, les valeurs maximales de l'induction magnétique ($\sim 0,13$ T) sont situées sur les spires supérieures de la bobine.

La Figure II-17 montre la tension aux bornes des spires de la première et de la deuxième couche de la bobine pour un courant de 14A (simulée avec la 1^{ère} approche).

Tout d'abord, nous remarquons que les tensions aux bornes des spires de la couche supérieure (entre 0,01 et 0,08 mV) sont très grandes par rapport à la couche inférieure (0.0001 et 0.0009mV). Dans cette configuration, la pièce ferromagnétique canalise le champ magnétique et protège ces spires inférieures, tandis que les spires supérieures subissent un champ perpendiculaire important.

La Figure II-18 montre la distribution du champ électrique sur la section de la bobine (simulée avec la 2^{ème} approche). Les valeurs maximales du champ électrique observées (5 μ V/cm) sont situées sur la partie supérieure de la bobine.

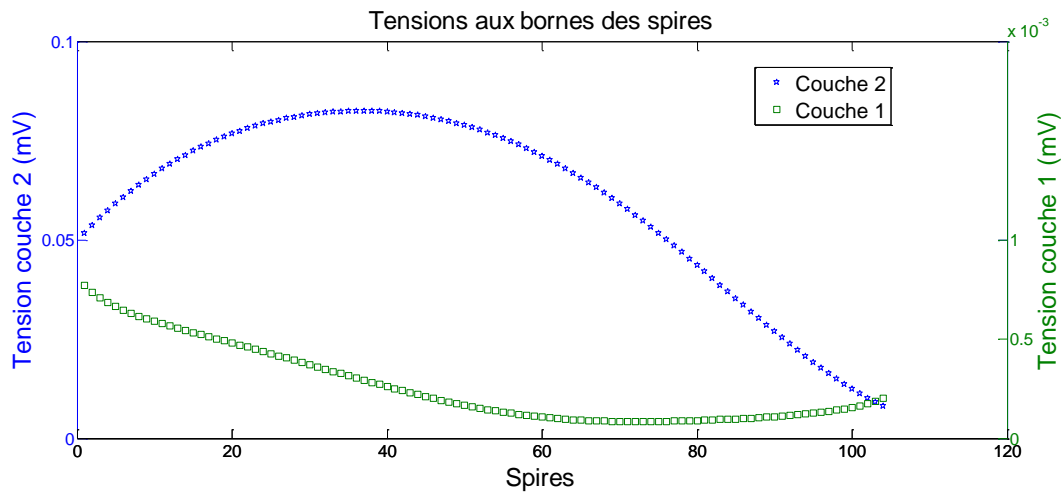


Figure II-17 : Tensions aux bornes des spires (2^{ème} cas à I=14A)

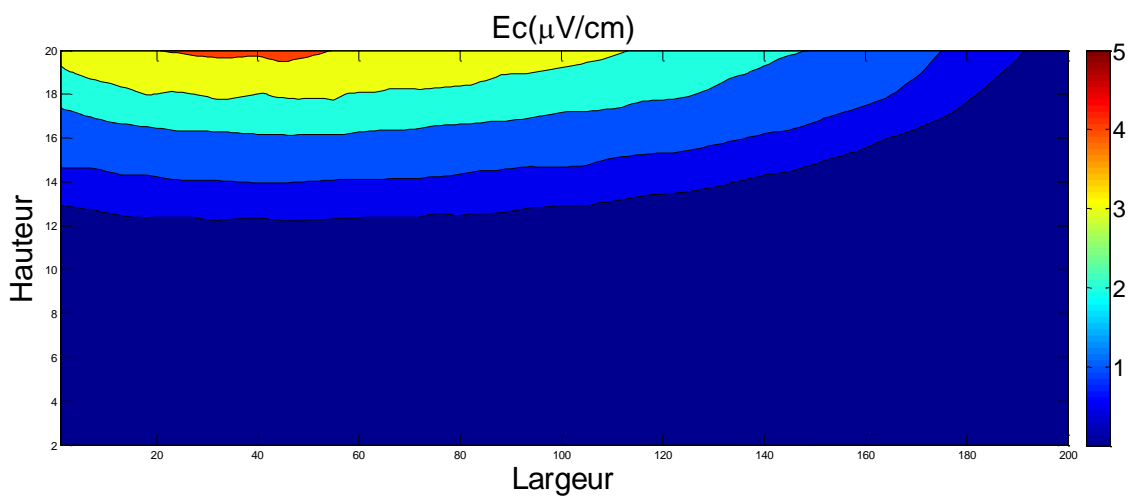


Figure II-18 : Distribution du champ électrique (2^{ème} cas à I=14A)

3^{ème} Cas :

En ce qui concerne cette configuration, le circuit ferromagnétique forme un court circuit magnétique, Figure II-19 (droite), les lignes du potentiel vecteur sont parallèles aux rubans. La distribution de l'induction magnétique $|B|$ sur les différentes spires est illustrée sur la Figure II-20, les valeurs maximales de l'induction magnétique ($\sim 0,46$ T) sont situées sur les premières spires intérieures de la bobine. Malgré le niveau de ces valeurs d'induction pour le BSCCO à l'azote liquide, le courant critique mesuré est plus grand que les deux cas précédents ($I_c = 20$ A), ceci s'explique par l'orientation parallèle du champ magnétique.

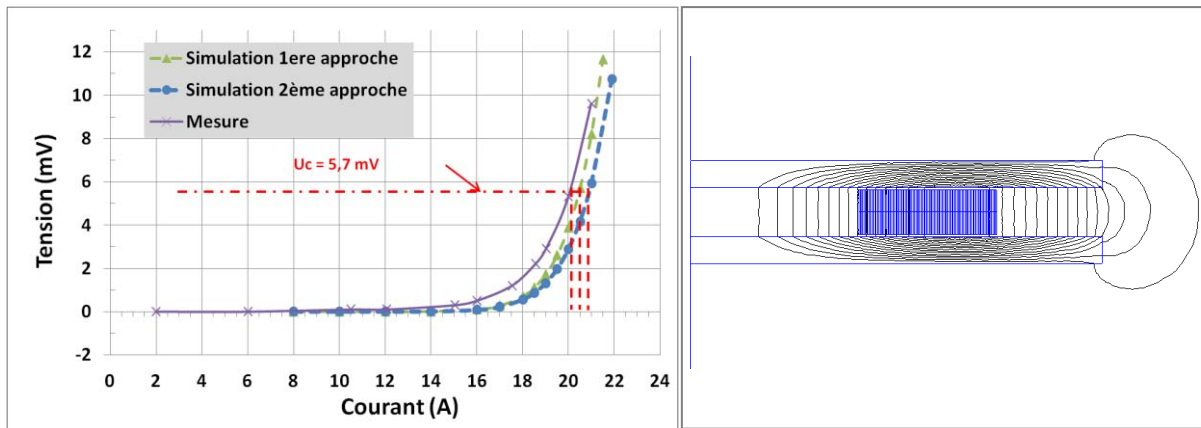


Figure II-19 : (gauche) Courbe U-I du 3^{ème} cas, (droite) équilignes du potentiel vecteur

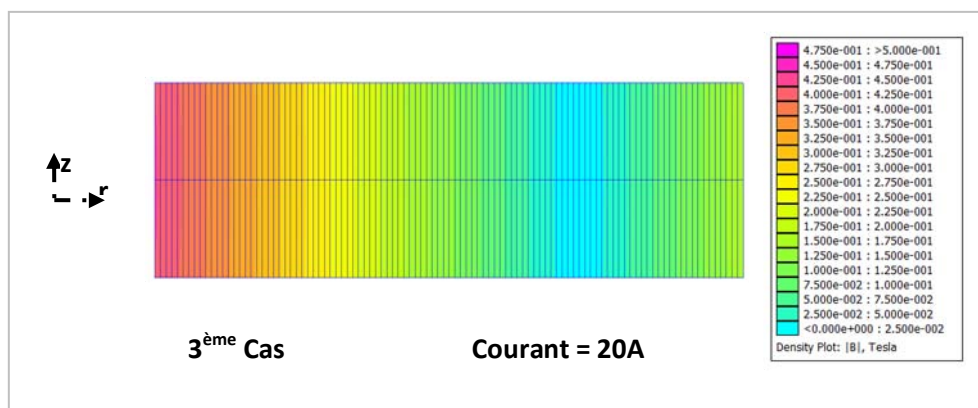


Figure II-20 : Distribution de l'induction magnétique $|B|$ sur les spires

La Figure II-19 (gauche) montre la courbe U-I expérimentale et les deux courbes simulées par les deux méthodes de calcul. La première approche (spire par spire) donne un courant $I_c = 20,5A$ (un écart d'environ 0,5 A par rapport à la mesure ce qui représente 2,5 %). De la même manière, la deuxième approche (homogénéisation) donne un courant critique $I_c=20,8A$ (un écart d'environ 0,8 A par rapport à la mesure ce qui représente 4 %).

La distribution de la tension sur les différentes spires est illustrée sur la Figure II-21, cette simulation est réalisée pour un courant de 20A.

Tout d'abord, nous constatons que les tensions aux bornes des spires de la première et de la deuxième couche sont identiques en raison de la symétrie horizontale.

De plus, la distribution de la tension aux bornes des spires montre que les valeurs maximales des tensions se trouvent sur les spires intérieures de la bobine de la même manière que l'induction magnétique $|B|$.

La Figure II-22 montre la distribution du champ électrique sur la section de la bobine (simulée avec la 2^{ème} approche), cette figure présente un résultat similaire, les valeurs maximales du champ électriques observées (14 $\mu V/cm$) sont situées sur la partie intérieure de la bobine.

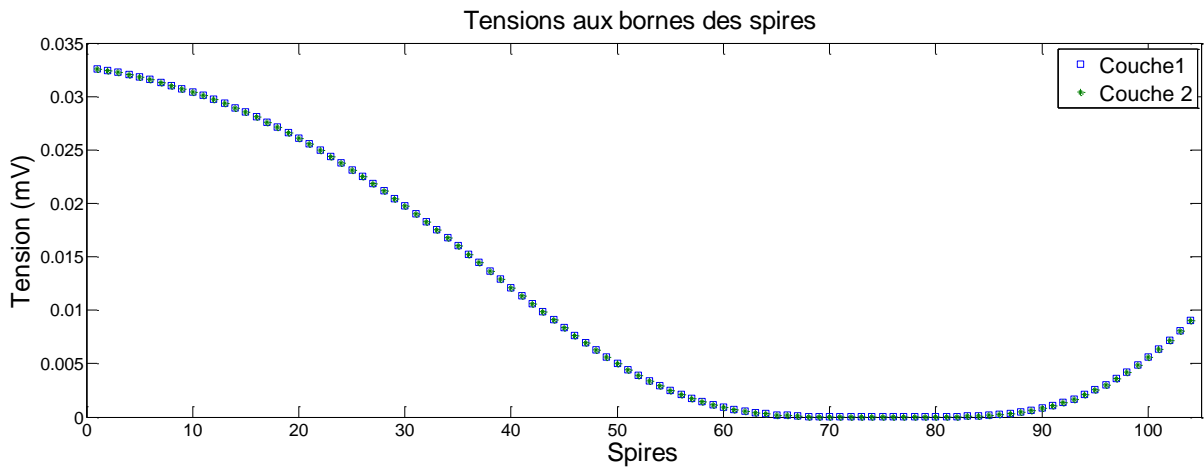


Figure II-21 : Tensions aux bornes des spires (3^{ème} cas à I=20A)

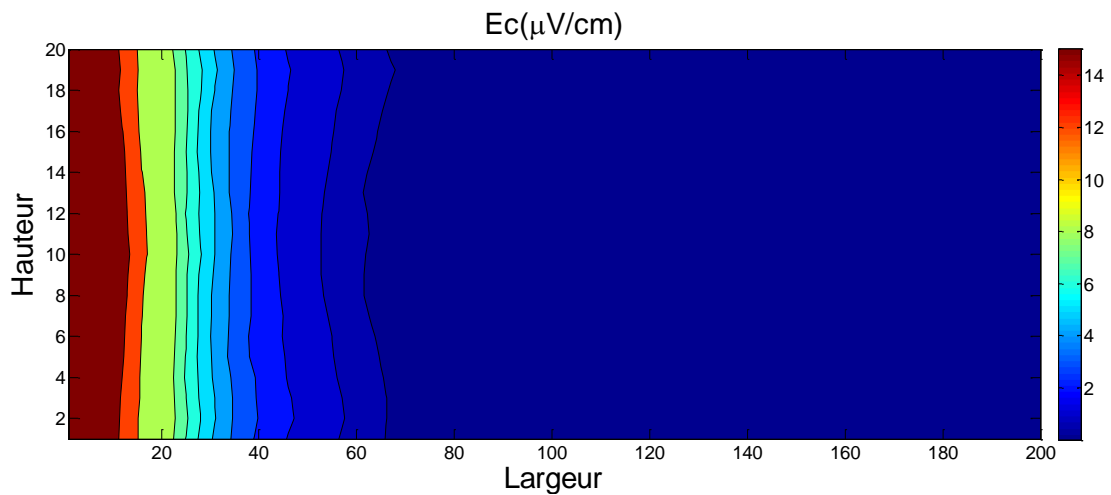


Figure II-22 : Distribution du champ électrique (3^{ème} cas à I=20A)

e. Comparaisons des trois courbes U-I

Pour synthétiser les résultats obtenus, nous présentons sur la Figure II-23 les trois caractéristiques U-I des différents cas étudiés. Nous avons rajouté sur cette même courbe la caractéristique du ruban seul sous champ propre. Cette dernière courbe est obtenue en mesurant (tests effectués au laboratoire GREEN) la courbe U-I d'un un échantillon d'une longueur de 9,5 cm sous champ propre et en extrapolant le résultat à 57 m de longueur. Les simulations représentées sur la figure sont réalisées avec la méthode d'homogénéisation (2^{ème} approche).

Le courant critique I_c sous champ propre du ruban BSCCO est de 45A. Quant à la bobine, le courant critique est de l'ordre de 19A, soit 42% de la valeur du I_c du ruban. Ce pourcentage est plus faible pour le deuxième cas 30 %, à cause de la distribution du champ désavantageuse engendrée par les pièces ferromagnétiques. Bien que purement académique, l'étude menée sur

le troisième cas est la configuration qui maximise I_c (pourcentage légèrement élevé à 44%). Tous ces résultats montrent clairement l'influence des caractéristiques $J_c(B)$ et $n(B)$ (par l'introduction du fer) sur le courant critique de la bobine.

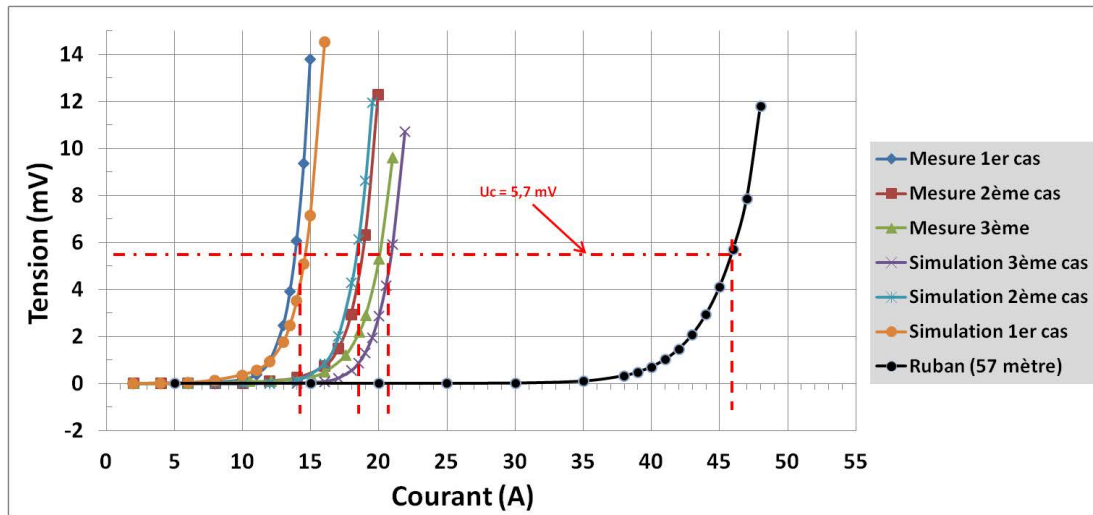


Figure II-23 : Courbes U-I du ruban et des trois cas étudiés

f. Discussion sur l'influence de B_{\perp}

Compte tenu de la forte anisotropie des conducteurs BSCCO, on se contente dans beaucoup d'applications pratiques, de lois $J_c(B)$ et $n(B)$, qui ne dépendent que du seul champ perpendiculaire. Ainsi, nous présentons deux simulations (1^{er} et 3^{ème} cas de la Figure II-10) qui montrent l'influence de ce champ sur la courbe U-I simulée.

Pour ces deux simulations, nous avons considéré un même modèle de densité de courant critique et de l'index n dépendant de B_{\perp} uniquement, soit :

$$J_c(B_{\perp}) = \frac{J_{c0}}{\left(1 + \frac{B_{\perp}}{B_0}\right)^{\beta}} \quad (\text{II.14})$$

$$n(B_{\perp}) = \frac{n_0}{\left(1 + \frac{B_{\perp}}{B_{n0}}\right)} \quad (\text{II.15})$$

La première simulation met en œuvre le premier cas (bobine dans l'air) en utilisant la méthode d'homogénéisation, nous avons pris les mêmes valeurs de paramètre que les simulations précédentes. La Figure II-24 présente la courbe U-I simulée par ces paramètres comparée à la mesure et à la simulation utilisant le modèle complet (II.4). Dans ce cas, nous remarquons que les résultats de ces deux simulations sont similaires.

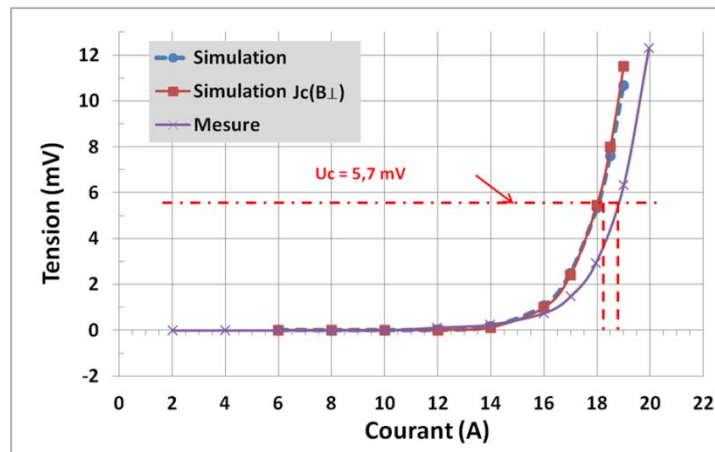


Figure II-24 : Courbe U-I du 1^{er} cas

La seconde simulation met en œuvre le troisième cas (court circuit magnétique). La Figure II-25 montre la courbe U-I expérimentale et les deux courbes simulées par la méthode d'homogénéisation. Nous constatons que la prise en compte du seul champ perpendiculaire dans ce calcul engendre des erreurs importantes sur la courbe U-I. En effet, la bobine est ici majoritairement soumise à un champ parallèle. Bien évidemment, nous rappelons que ce cas est purement académique qui ne devrait pas se présenter dans des applications pratiques en électrotechnique.

Les résultats précédents montrent que, d'une manière générale, la caractérisation sous champ perpendiculaire est suffisante pour déterminer avec une précision suffisante le courant critique de la bobine. Dans ce cas, on aura moins de paramètres à déterminer pour caractériser le ruban supraconducteur.

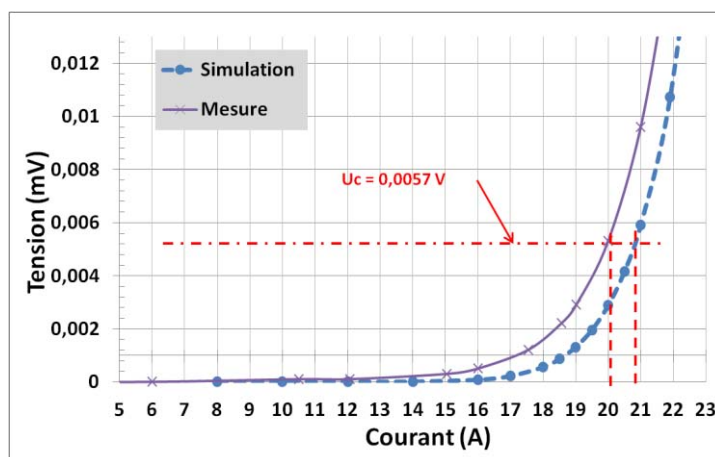


Figure II-25 : Courbe U-I du 3^{ème} cas

5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux méthodes de calcul de courant critique d'une bobine supraconductrice BSCCO. La première méthode repose sur le calcul spire par spire de la tension, tandis que la deuxième méthode, plus rapide, repose sur un principe d'homogénéisation en une seule spire. Les résultats de simulation montrent une bonne concordance avec les courbes relevées expérimentalement. La méthode d'homogénéisation est plus rapide et permet de simuler la courbe U-I avec une précision satisfaisante. Nous avons donc mis au point un outil efficace pour caractériser des bobines supraconductrices à partir de la connaissance des lois de comportement des conducteurs les constituants, ce qui représente un avantage considérable pour le dimensionnement des enroulements à grand nombre de spires comme ceux d'un inducteur supraconducteur de machine électrique.

Ensuite, l'analyse des cartes de champ électrique et de champ magnétique nous a permis de déduire que le courant critique I_c dépend de la distribution du champ sur la bobine, et non de la valeur maximale de champ sur un point particulier de la bobine. Egalement, la connaissance de la répartition du champ électrique E sur la bobine permettra de mieux cibler les zones à refroidir et donc éviter un emballement thermique qui peut endommager la bobine. Ceci est un point important pour les applications refroidis directement par contact (conduction) avec de la cryogénie sèche.

En revanche, dans ce travail nous avons étudié un problème axisymétrique pour lequel la distribution du champ est uniforme le long des spires. Dans le cas d'un inducteur d'une machine électrique (race-track), le champ sur la longueur et sur les têtes de bobine est différent, ce qui pourrait nécessiter des simulations 3D pour obtenir des résultats probants.

Un autre aspect de la caractérisation des fils supraconducteurs concerne la détermination de leurs pertes sous champ variable. Le chapitre suivant est ainsi consacré au calcul et à la mesure de ces pertes.

Chapitre III: Pertes AC dans une bobine supraconductrice

I. Introduction

Depuis la l'apparition des supraconducteurs à hautes températures, plusieurs applications ont été développées pour une utilisation en énergie électrique : transformateurs électriques, bobines de stockages SMES et moteurs électriques. Le dimensionnement cryogénique de ces dispositifs nécessite une bonne connaissance des pertes dissipées dans le matériau supraconducteur. La détermination des pertes AC est donc un enjeu important pour leur conception et leur développement. Ce chapitre est consacré à l'étude expérimentale et numérique des pertes en régime variable d'une bobine HTc (la même que celle décrite dans le chapitre précédent).

Nous commencerons par décrire la méthode expérimentale adoptée pour ces mesures : le banc de mesure, l'appareillage et le système de compensation de la partie inductive. L'expérience a été réalisée dans un bain d'azote liquide, la bobine BSCCO est parcourue par un courant alternatif sinusoïdal sous champ propre à différentes fréquences. Ces dernières sont comprises entre 4Hz et 50Hz, ce qui correspond généralement aux fréquences utilisées dans les applications en électrotechnique. Les pertes mesurées sont représentées sur un graphe en fonction de la fréquence et du courant afin de mieux appréhender et comprendre les phénomènes mis en jeux.

Contrairement au calcul analytique des pertes qui se limite à des géométries simples (cylindre, tube...etc), les méthodes numériques permettent d'étudier des configurations et des géométries réalistes et plus complexes. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous présenterons la méthode de simulation numérique adoptée pour nos différents calculs. Le modèle de calcul implémenté sous le logiciel COMSOL, repose sur une formulation en H en 2D et une modélisation $J_c(B)$ et $n(B)$ des matériaux supraconducteurs.

Enfin, cette étude est complétée par une comparaison entre les résultats des simulations numériques et les mesures expérimentales effectuées sur une bobine BSCCO. Cela permet de valider la méthode de calcul numérique, mais aussi d'estimer et de quantifier l'écart entre la simulation et la mesure expérimentale.

II. Mesures expérimentales

1. Introduction

Dans cette partie, nous allons présenter des mesures de pertes en régime variable (courant de transport sinusoïdal à différentes fréquences) dans une bobine BSCCO. L'expérimentation est effectuée dans un bain d'azote liquide sous champ propre au moyen d'une méthode électrique.

Nous commencerons par décrire le banc de mesure, celui-ci comprend un amplificateur opérationnel de puissance relié à un GBF. La composante inductive est compensée directement par une bobine en cuivre. La tension utile est relevée par deux méthodes : oscilloscope et voltmètre à détection synchrone.

Ensuite, nous présenterons les résultats de mesures obtenues et nous ferons une analyse comportementale des pertes en régime variable en fonction des variations du courant et de la fréquence.

2. Méthode expérimentale

Banc de mesure :

Les pertes en courant de transport alternatif de la bobine BSCCO sont mesurées en utilisant la méthode électrique, cette technique de mesure est connue pour être robuste et simple d'utilisation [DaTi97, KoHF93, Mn73]. Contrairement à la méthode calorimétrique qui donne une information globale sur les pertes AC, la méthode électrique permet d'accéder à la tension aux bornes de la bobine (signal des pertes), et donc d'analyser la contribution des différentes pertes (hystérésis et courants de Foucault). Toutefois, ces références [TaOK03, Tsuk06] montrent que ces deux méthodes électrique et calorimétrique conduisent à des résultats similaires.

Le circuit de mesure est représenté et détaillé sur la Figure III-1. La bobine est immergée dans un bain d'azote liquide, elle est alimentée par un courant de transport sinusoïdal de fréquence variable entre 3Hz et 50Hz, le signal d'alimentation est fourni par un générateur basse fréquence (GBF) à travers un amplificateur opérationnel de puissance. Ces mesures sont réalisées sous champ propre de la bobine. Pour ne pas l'endommager, le courant qui traverse la bobine est compris entre 1A et 14A.

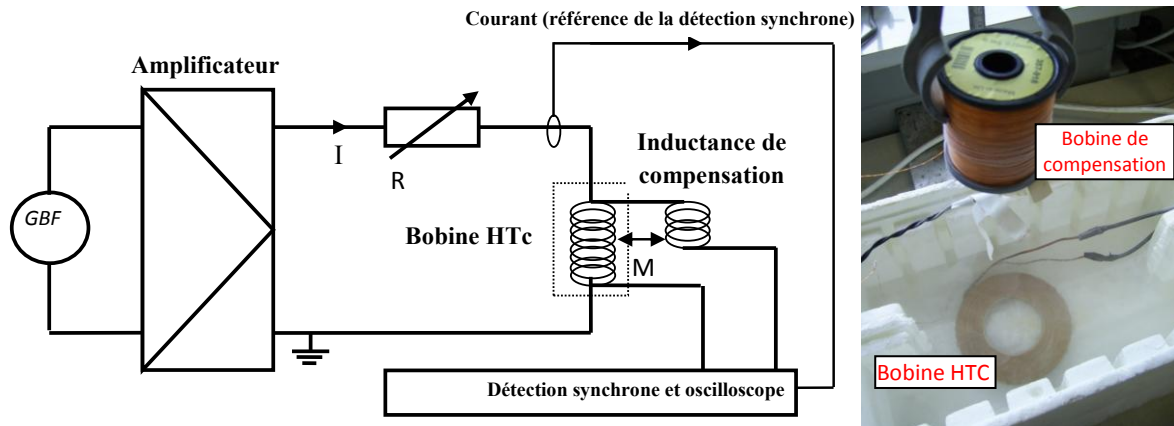


Figure III-1 : (gauche) Schéma détaillé du Banc de mesure des pertes à fréquence variable (droite) Photo de la Bobine HTc dans un bain d'azote en série avec la bobine de compensation

Compensation :

La tension mesurée aux bornes de la bobine comporte une composante inductive et une composante dissipative que nous cherchons à déterminer. La tension peut s'écrire comme suit :

$$u_{bobine}(t) = u_{perte}(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (III.1)$$

La partie inductive de la tension est généralement plus élevée que la partie liée aux pertes, ce qui peut engendrer des erreurs importantes sur la mesure. Par conséquent, ce signal doit être compensé pour avoir un bon rapport signal/bruit, et assurer une bonne précision sur la mesure des pertes dissipatives.

La compensation est effectuée au moyen d'une bobine en cuivre placée en série avec les fils de mesure de la tension (voir la Figure III-1). Lorsqu'elle est disposée à côté de la bobine BSCCO (alimentée par un courant variable), la bobine en cuivre crée une induction à ses bornes en s'opposant à la variation du flux.

Donc, la tension totale mesurée $U(t)$ avec la compensation est :

$$u_{totale}(t) = u_{bobine}(t) + u_{compensation}(t) = u_{perte}(t) + L \frac{di(t)}{dt} + M \frac{di(t)}{dt} \quad (III.2)$$

L'inductance mutuelle M varie avec la distance entre les deux bobines, la partie inductive est complètement compensée lorsque :

$$L \frac{di(t)}{dt} = -M \frac{di(t)}{dt} \quad (\text{III.3})$$

Méthode de mesure

Le signal relevé sur les prises de potentiels est injecté simultanément sur un oscilloscope numérique et un voltmètre à détection synchrone. Le courant est mesuré par une sonde de courant qui sert aussi de référence pour la détection synchrone. Pour déterminer les pertes, et pour une meilleure précision, deux techniques de mesure de tension sont employées :

- Utilisation d'un Oscilloscope:

Dans ce cas, la puissance moyenne dissipée dans la bobine est calculée au moyen d'une intégration numérique de la puissance instantanée $p(t)$:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N u_i(t) \cdot i_i(t) \quad (\text{III.4})$$

Avec : $N \cdot t_i = T$

T : période du signal sinusoïdal

t_i : période d'échantillonnage

- Voltmètre à détection synchrone :

La principale difficulté de la méthode électrique des pertes est la précision de la mesure de tension. En effet, l'amplitude du signal utile peut être comparable ou inférieure au bruit présent, particulièrement pour des faibles valeurs de pertes (quand le courant est inférieur au courant critique). Avec l'oscilloscope, le bruit n'est pas atténué et le rapport signal sur bruit reste constant. L'utilisation d'un voltmètre à détection synchrone permet d'améliorer ce rapport. Le courant est injecté comme signal de référence, les signaux périodiques, aléatoires et les bruits qui ne sont pas en phase avec le signal de référence sont filtrés, ce qui permet d'avoir un signal utile avec un bruit fortement diminué.

3. Résultat de mesure

a. Forme de la tension compensée

Nous présentons sur la Figure III-2 les formes d'ondes du courant et de la tension $u(t)$ obtenues après compensation de la partie inductive pour un courant de $I_{\text{eff}}=7,5\text{A}$ et une fréquence $f=20\text{ Hz}$. Tout d'abord, nous observons sur cette figure que le déphasage entre la tension et le courant est faible (proche de zéro), ce qui signifie que la composante inductive est totalement compensée. Nous remarquons aussi, que la forme d'onde du courant imposé est sinusoïdale tandis que celle de la tension compensée est non sinusoïdale. Ce qui implique que la résistance équivalente aux pertes est non linéaire.

Enfin, pour un courant efficace de $I_{\text{eff}} = 7,5\text{A}$, nous mesurons une amplitude de tension de l'ordre de quelques centaines de millivolts. Dans ces conditions, le rapport signal/bruit est important, la précision de la mesure est donc satisfaisante.

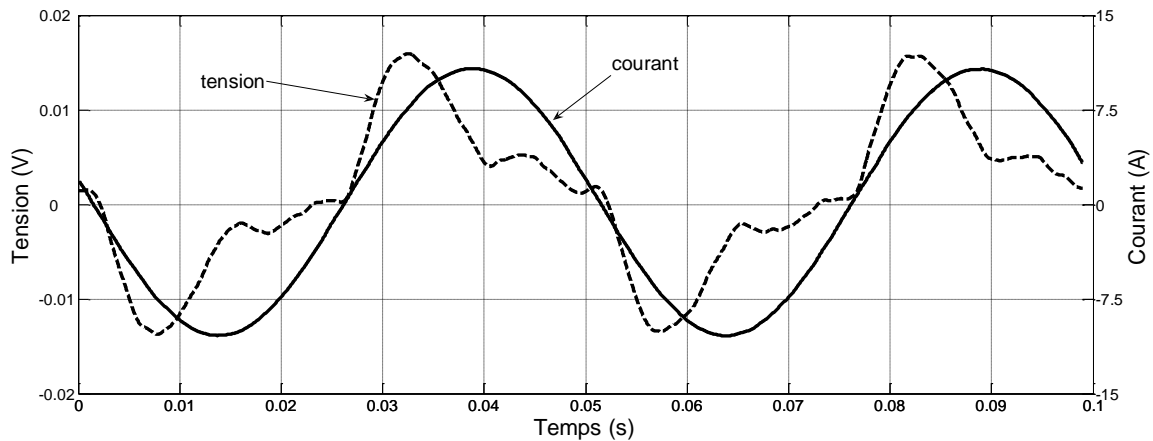


Figure III-2 : Tension $u(t)$ et courant $i(t)$ de la bobine à $I_{\text{eff}}=7,5\text{A}$ et $f=20\text{ Hz}$

Remarque :

Pour des courants faibles à des petites fréquences ($< 10\text{Hz}$), le signal est fortement bruité et la mesure devient très difficile.

b. Comparaison entre la mesure à l'oscilloscope et la détection synchrone

La Figure III-3 présente les pertes AC, en fonction de la fréquence, obtenues par les deux méthodes de mesure pour un courant $I_{\text{eff}} = 8\text{A}$. Les résultats de mesure obtenus par les deux méthodes sont proches; la différence entre les deux courbes n'est pas significative pour les fréquences supérieures à 10 Hz.

Par contre, nous constatons qu'il y a un rapport de 2 pour les mesures à très basse fréquence telles que $f=3\text{Hz}$. Donc, les mesures pour les fréquences inférieures à 5Hz sont à considérer avec précaution. Nous avons rencontré le même problème sur la précision de mesure pour les faibles courants ($I < 2\text{A}$). Nous pouvons considérer que les mesures sont correctes à partir d'un courant efficace de 3A et d'une fréquence de 10 Hz. Compte tenu de la similitude des résultats obtenus par les deux méthodes, nous ne présenterons par la suite, que les mesures par la détection synchrone.

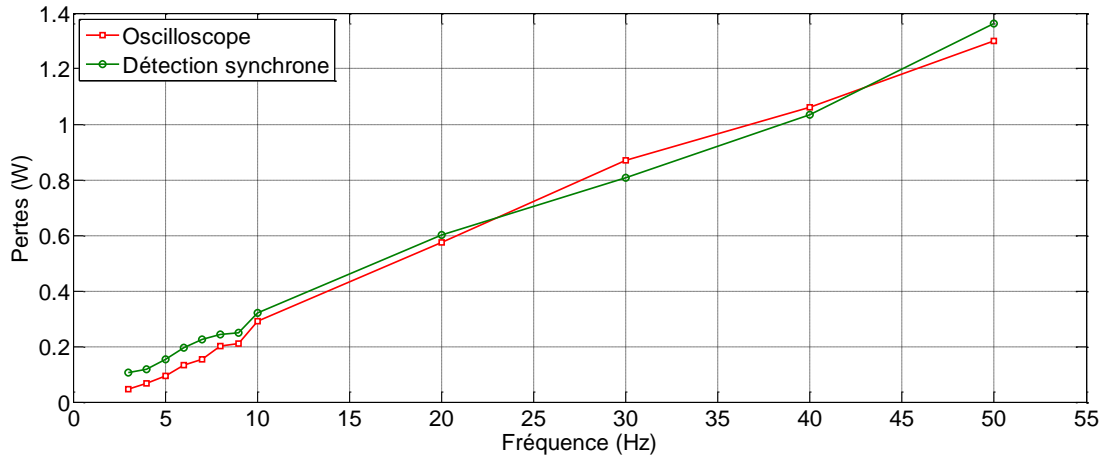


Figure III-3 : Comparaison des pertes obtenues par les deux méthodes en fonction de la fréquence à $I_{eff}=8A$

c. Pertes AC

En vue d'estimer l'importance des pertes dissipées dans le matériau supraconducteur, plus précisément les pertes par hystérésis, par rapport aux pertes dans la matrice en argent (pertes par courant de Foucault et couplage entre filament). Nous traçons sur un graphe les pertes mesurées en fonction de la fréquence (Figure III-4 et Figure III-5), ainsi qu'en fonction du courant efficace au cube (Figure III-6).

Nous présentons sur la Figure III-4 les pertes mesurées en fonction de la fréquence (entre 5 et 50 Hz) pour un courant $I_{eff} = 8A$, nous remarquons que la courbe a une tendance linéaire. De la même manière, nous vérifions cette tendance pour différentes valeurs de courant efficace (4 à 9A), ce qui indique que les pertes dans le matériau supraconducteur sont dominantes par rapport aux pertes dans la matrice, qui sont proportionnelles à la fréquence au carré.

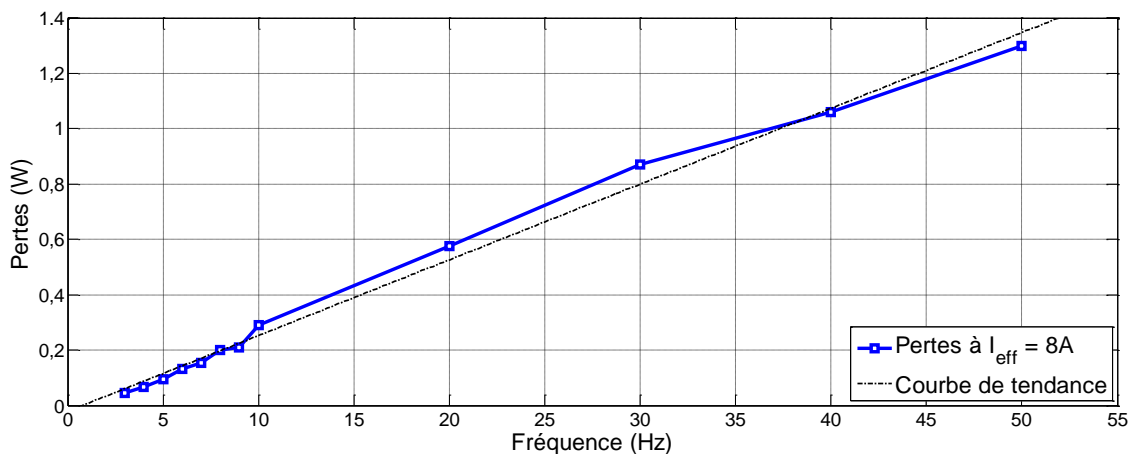


Figure III-4 : Pertes en fonction de la fréquence à $I_{eff}=8A$

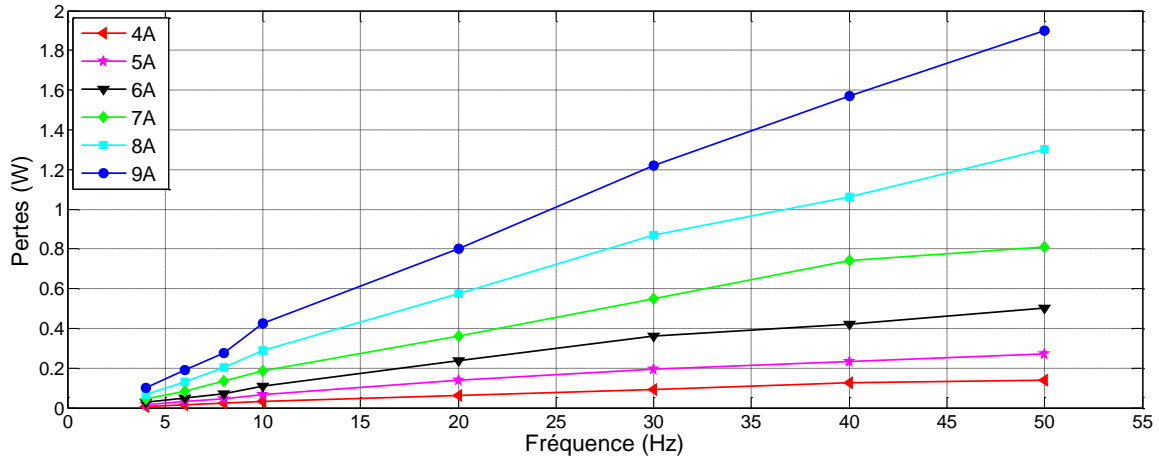


Figure III-5 : Pertes en fonction de la fréquence pour différents courants ($I_{\text{eff}}=4$ à 9 A)

Nous présentons sur la Figure III-6, les pertes mesurées en fonction du courant au cube pour différentes fréquences (entre 4 et 50 Hz). A partir de ces courbes, nous constatons que les pertes suivent une tendance linéaire. Elles ne sont pas donc proportionnelles à la valeur de courant au carré mais proportionnelles à la valeur du courant au cube. Ceci permet de confirmer que les pertes sont dissipées principalement dans le matériau supraconducteur [Doui01].

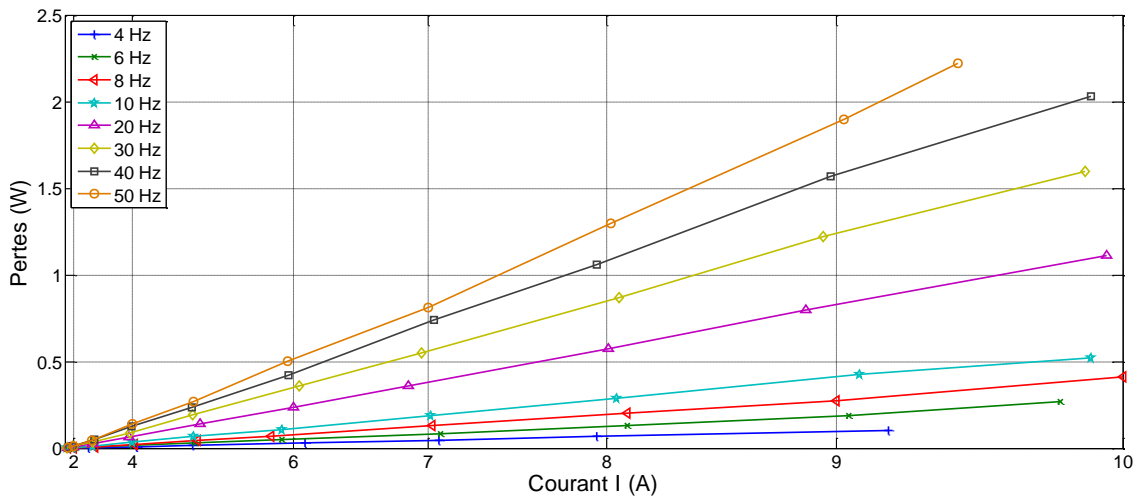


Figure III-6 : Pertes en fonction du courant au cube pour différentes fréquences (4Hz – 50Hz) sur une échelle cubique

4. Discussion

Dans ce sous chapitre, nous avons étudié expérimentalement les pertes en régime variable (courant de transport) d'une bobine BSCCO sous champ propre. Ces mesures ont été effectuées en utilisant la méthode électrique dans un bain d'azote liquide.

La bobine est alimentée par un courant sinusoïdal d'une valeur efficace comprise entre 1A et 10A à des fréquences de 3 Hz à 50 Hz. Le résultat des mesures montre que les pertes, sous ces conditions, sont linéairement dépendantes de la fréquence et de courant au cube (I^3). Ce qui indique que les pertes sont principalement dans le matériau supraconducteur. Dans ce cas, nous pouvons exprimer les pertes AC sous la forme suivante: $P = \alpha I^3 f$, avec I : courant efficace, f : fréquence et α : coefficient. Cette formule simple peut être utilisée pour le dimensionnement de dispositifs supraconducteurs. Le coefficient α peut être identifié facilement en réalisant quelques mesures.

III. Calcul des pertes en courant alternatif

1. Introduction

Le sous chapitre précédent a été consacré à l'étude expérimentale des pertes AC de la bobine HTc. Dans cette partie, nous allons porter notre attention sur le calcul numérique des pertes en régime variable, en utilisant le champ magnétique H comme variable d'état (formulation en H), et en modélisant les rubans supraconducteurs par des lois $J_c(B)$ et $n(B)$. La simulation d'un ensemble de conducteurs ou d'une bobine HTc multi spires, en considérant des modèles non-linéaires, nécessite des ressources importantes surtout en temps de calcul. C'est pour cette raison que nous avons adopté une méthode utilisant un modèle homogène pour estimer les pertes AC, ce qui permet un gain important en termes du temps de calcul.

En utilisant cette méthode d'homogénéisation, nous calculons les pertes AC de la bobine BSCCO, alimentée par un courant de transport sinusoïdal à différentes fréquences (fréquences industrielles 4Hz-50Hz). Dans le but de démontrer la pertinence de cette méthode d'homogénéisation, nous comparons les résultats obtenues par cette méthode en simulation avec les résultats de mesures expérimentales réalisées et détaillées dans la partie 1.

2. Formulation du problème en 2D

Tout d'abord, rappelons les équations du champ électromagnétique dans le cadre de l'approximation des états quasi-stationnaires :

$$\text{div } \vec{B} = 0 \quad (\text{III.5})$$

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{III.6})$$

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = \vec{j} \quad (\text{III.7})$$

La perméabilité magnétique des matériaux supraconducteurs est égale à celle du vide :

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (\text{III.8})$$

Le champ électrique \vec{E} et la densité de courant \vec{j} sont liés par la loi en puissance (voir chapitre 2).

Ce problème fortement non-linéaire peut être traité par plusieurs formulations selon les variables d'état choisies (champ électrique \vec{E} , le champ magnétique \vec{H} , potentiel vecteur \vec{A} ...etc) [BrGM07].

Le traitement numérique se fait le plus souvent par éléments finis. Cependant, au Laboratoire GREEN, la méthode des différences finies [Berg06] et une méthode hybride éléments finis-volumes finis [Kame09] ont déjà été utilisées avec succès.

a. Le champ magnétique \vec{H} comme variable d'état

Dans le cas de la formulation utilisant le champ magnétique \vec{H} comme variable d'état, l'équation aux dérivées partielles à résoudre est :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\rho(\|\vec{J}\|)\overrightarrow{\text{rot}}\vec{H}) = -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (\text{III.9})$$

Dans laquelle on a introduit la résistivité électrique non-linéaire $\rho(\|\vec{J}\|)$, donnée par :

$$\rho(\|\vec{J}\|) = \frac{E_c}{J_c} \left(\frac{\|\vec{J}\|}{J_c} \right)^{n-1} \quad (\text{III.10})$$

b. Les simplifications en deux dimensions

Pour un problème en deux dimensions 2D à symétrie de révolution autour de l'axe Oz, la densité de courant et le champ électrique n'ont qu'une seule composante dans la direction azimutale. Le problème est axisymétrique, que l'on décrit dans un système de coordonnées cylindriques. On écrit alors :

$$\vec{J} = J_\theta(r, z)\vec{e}_\theta \quad (\text{III.11})$$

$$\vec{E} = E_\theta(r, z)\vec{e}_\theta \quad (\text{III.12})$$

Le champ magnétique possède deux composantes :

$$\vec{H} = H_r(r, z)\vec{e}_r + H_z(r, z)\vec{e}_z \quad (\text{III.13})$$

En utilisant les relations (III.9) et (III.10), on aboutit à l'écriture suivante :

$$\begin{cases} \mu_0 \frac{\partial H_r}{\partial t} - \frac{\partial E_\theta}{\partial z} = 0 \\ \mu_0 \frac{\partial H_z}{\partial t} + \frac{\partial E_\theta}{\partial r} + \frac{E_\theta}{r} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

$$J_\theta = \frac{\partial H_r}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial r}$$

$$E_\theta = \rho(|J_\theta|)J_\theta$$

Pareillement, pour un problème bidimensionnel à symétrie cylindrique suivant l'axe Oz, la densité de courant et le champ électrique n'ont alors qu'une seule composante dirigée suivant Oz et ne dépendant que des coordonnées x et y. On écrit alors :

$$\vec{J} = J_z(x, y)\vec{e}_z \quad (\text{III.15})$$

$$\vec{E} = E_z(x, y)\vec{e}_z \quad (\text{III.16})$$

$$\vec{H} = H_x(x, y)\vec{e}_x + H_y(x, y)\vec{e}_y \quad (\text{III.17})$$

En utilisant les relations (III.15) et (III.16), on aboutit à l'écriture suivante

$$\begin{cases} \mu_0 \frac{\partial H_x}{\partial t} + \frac{\partial E_z}{\partial y} = 0 \\ \mu_0 \frac{\partial H_y}{\partial t} - \frac{\partial E_z}{\partial x} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

$$J_z = \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y}$$

$$E_z = \rho(|J_z|)J_z$$

c. Implémentation sous COMSOL

L'utilisation de cette formulation vectorielle permet aisément de simuler les problèmes contenant des matériaux à propriétés non-linéaires, comme par exemple les pertes AC dans les matériaux supraconducteurs [BrGM07]. La modélisation par éléments finis nécessite l'utilisation d'éléments d'arrêtes qui permettent d'assurer la continuité du champ magnétique à l'interface d'éléments adjacents.

Nous avons utilisé le logiciel COMSOL Multiphysics [Coms08] pour l'implémentation de cette formulation. Ce logiciel est flexible offrant diverses possibilités d'écriture d'EDP sous formes faible ou forte. Il possède également une bibliothèque très riche de solveurs directs et itératifs. De plus, imposer des contraintes de type intégral est également très aisé, ce qui est très utile pour imposer un courant de transport par exemple.

En utilisant le mode "**PDE, General form**", l'écriture (III.14) et (III.18) permettent une implémentation simple sous COMSOL (nous avons utilisé la version 3.5a de COMSOL).

3. Etude d'un cas multi spire

a. Description du problème

Des travaux ont permis de valider ce modèle de calcul sur des rubans HTc, notamment avec des comparaisons avec des formulations analytiques (Norris et Brandt) et des mesures expérimentales [BrGM07]. Dans cette partie, nous allons exploiter les différentes possibilités offertes par cette formulation pour étudier les pertes AC d'un ensemble de conducteurs multi filamentaires.

Généralement, un conducteur BSCCO est composé d'une matrice en Argent qui occupe environ 70 % du volume total du ruban et de 30% d'un matériau supraconducteur (filaments bien répartis sur toute la section du conducteur, voir chapitre I : §II.2). Par conséquent, les conducteurs sont considérés comme des spires homogènes malgré leurs structures multi filaires, ce qui permet de réduire considérablement le temps de simulation. Dans ce cas, la densité de courant considérée pour la simulation est celle qui traverse réellement le matériau supraconducteur (les pertes AC sont dans le matériau supraconducteur et non dans la matrice). Celle-ci est calculée en prenant en compte ce taux de remplissage supraconducteur/matrice.

Pour ce cas d'étude, nous avons choisi un ruban avec les caractéristiques présentées ci-dessous sur le Tableau III-1. Ces dernières peuvent correspondre à celles d'un conducteur HTc de la 1^{ère} génération (BSCCO) à l'azote liquide. Aussi, le matériau supraconducteur est caractérisé par la perméabilité magnétique du vide μ_0 .

Ruban BSCCO			
<i>Largeur</i>	4,1 mm	B_0	0.008 T
<i>Epaisseur</i>	0,23 mm	β	0.58
<i>Taux de supra</i>	30%	k	0.1
J_{c0}	45/0,3 A/mm ²	n_0	15
		B_{n0}	0.1 T

Tableau III-1 : Caractéristiques du ruban multi filaires BSCCO, modèles (II.4) et (II.5)

Le problème étudié est un problème 2D plan, donc la densité de courant et le champ électrique sont dirigés suivant Oz, ils sont notés respectivement $J_z(x, y)$ et $E_z(x, y)$. De la même manière que le chapitre précédent, nous allons comparer ce modèle multi spire avec un modèle homogène dans laquelle la densité de courant est dirigée suivant Oz et modélisée par une seule spire parcourue par un courant NI.

La Figure III-7 illustre schématiquement les deux géométries considérées, la première est composée d'un ensemble de 8 conducteurs infiniment longs, et la deuxième est composée d'une seule spire infiniment longue transportant un courant NI.

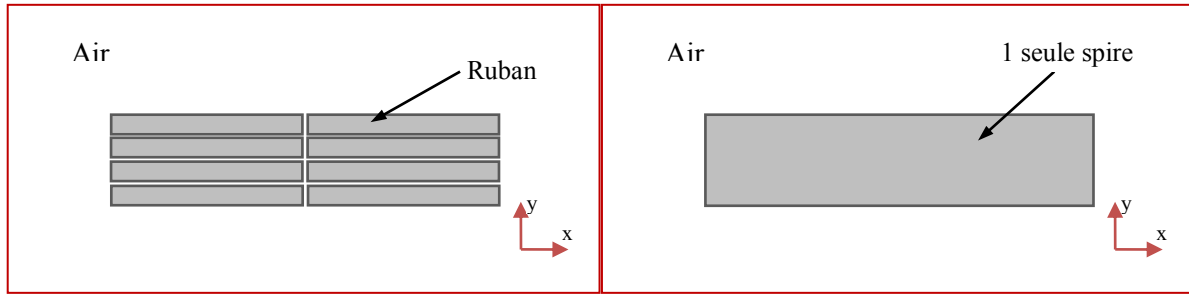


Figure III-7 : (gauche) modèle multi spires (droite) modèle homogène

Les conducteurs sont alimentés par un courant sinusoïdal d'une fréquence de 50 Hz. Les simulations ont été effectuées sous champ propre. Sous le logiciel COMSOL, le courant appliqué est imposé comme une contrainte de type intégrale sur la densité de courant :

$$I_{appliqué} = \iint_S J_z(x, y) dS \quad (III.19)$$

Les pertes instantanées, par unité de longueur, sont calculées par une intégrale sur le domaine des conducteurs:

$$p = \iint_S E_z(x, y) J_z(x, y) dx dy \quad (III.20)$$

Ensuite, la valeur moyenne de ces pertes est calculée sur la deuxième période afin d'éviter les phénomènes transitoires. En effet, des travaux sur les pertes AC montrent que le régime transitoire disparaît au bout d'une demi-période du signal électrique.

$$P = \frac{1}{T} \int p(t) dt \quad (III.21)$$

b. Résultats et discussion

Nous présentons sur la Figure III-8 la distribution de la densité de courant des deux cas à l'instant $t=0,01s$ ($I_{eff}=10A$ et $f=50$ Hz). Sur ces graphiques, nous constatons que les deux distributions sont semblables. La densité de courant J est répartie sur les bords de la géométrie, ce qui indique que la puissance est essentiellement dissipée sur les extrémités.

Ensuite, la simulation est réalisée pour un courant imposé ($I_{eff}= 10$ A) inférieur au courant critique des conducteurs $I < I_c$, ce qui explique cette pénétration incomplète de J dans les conducteurs.

Nous présentons sur La Figure III-9 les pertes calculées (W/m) pour les deux modèles en fonction du courant imposé.

En premier lieu, nous constatons que les résultats obtenus par les deux méthodes sont semblables pour des valeurs de courant inférieures à I_c ($I/I_c < 1$), cependant des divergences apparaissent lorsque $I/I_c > 1$.

Toutefois, nous remarquons que les pertes calculées en utilisant le modèle homogène sont légèrement inférieures à celles calculées en utilisant le modèle multi spires. Cette sous

estimation peut être due à la prise en compte incorrecte, dans le modèle homogène, de l'effet de proximité des différents conducteurs (due à l'isolation entre conducteurs).

En résumé, nous avons étudié les pertes AC d'un ensemble de conducteurs supraconducteurs. Cette étude a montré que l'homogénéisation permet d'estimer les pertes d'une manière satisfaisante lorsque $I/I_c < 1$. De plus, cette méthode permet un gain important en temps de calcul. Cependant, pour un nombre beaucoup plus important de spires, les résultats peuvent différer, c'est ce que l'on va étudier dans ce qui suit.

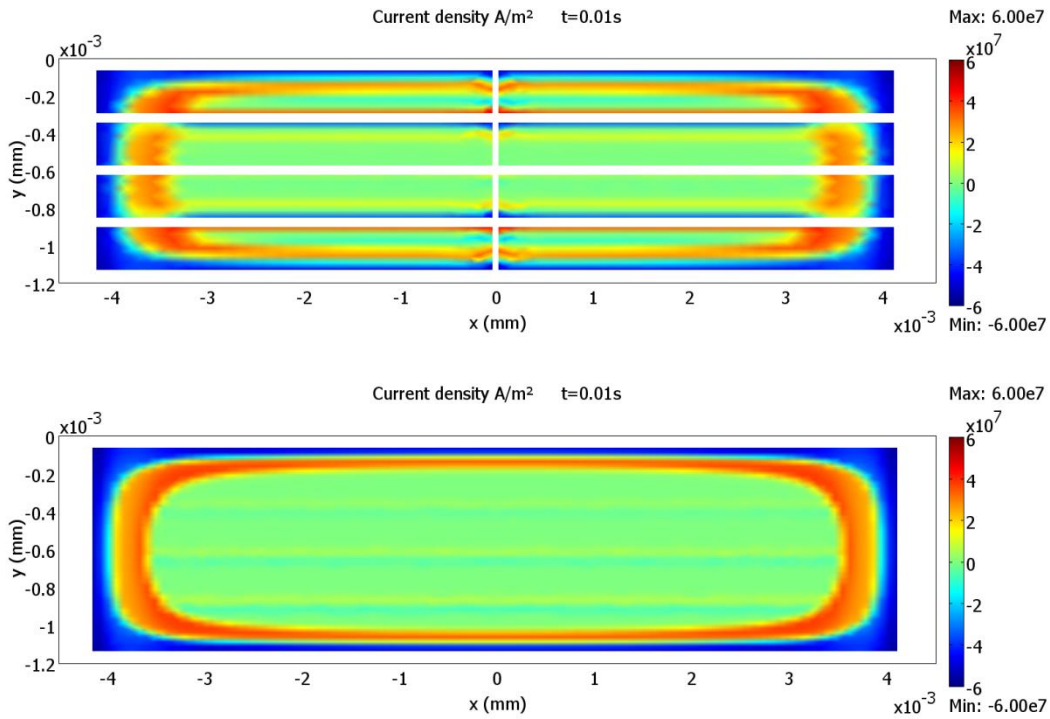


Figure III-8 : Répartition de la densité de courant pour $I_{eff}=10A$ à $t=0,01s$ ($f=50$ Hz)

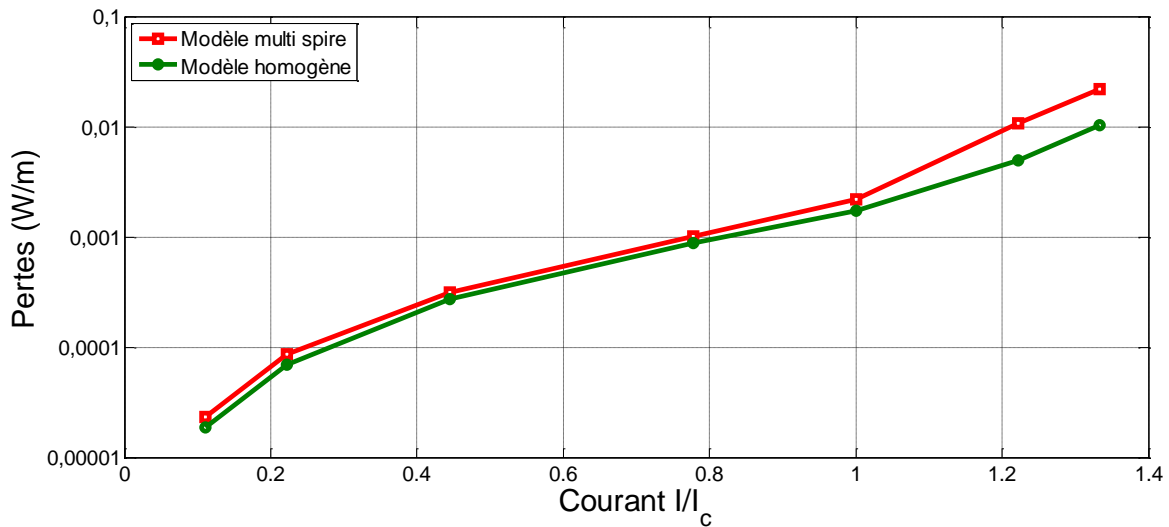


Figure III-9 : Comparaison des pertes calculées pour les deux modèles

4. Bobine BSCCO et comparaison expérimentale

a. Description du problème

Nous avons étudié expérimentalement les pertes de la bobine BSCCO dans la première partie de chapitre. Nous proposons dans cette partie, une étude numérique des pertes AC en utilisant la formulation vectorielle (champ magnétique \vec{H} comme variable d'état).

Le problème étudié est bidimensionnel axisymétrique. La densité de courant et le champ électrique sont dirigés dans la direction azimutale, ils sont notés respectivement dans un système de coordonnées cylindriques $J_\theta(r, z)$ et $E_\theta(r, z)$. La bobine est modélisée par une seule spire parcourue par un courant total NI (modèle homogène).

Les caractéristiques géométriques de la bobine sont rappelées sur le Tableau III-2, et les paramètres des modèles $J_c(B)$ et $n(B)$ du ruban sur le Tableau III-3. En prenant en compte le taux de remplissage (volume du supraconducteur/volume total du conducteur) de 30%, le J_{c0} considéré pour la simulation des pertes est le $55/0,3 = 183 \text{ A/mm}^2$.

Bobine BSCCO	
Nombre de spire	208
Diamètre intérieur	57 mm
Diamètre extérieur	115 mm
Hauteur	8,2 mm
Longueur totale du ruban	57 m

Tableau III-2 : Caractéristiques de la bobine BSCCO

Ruban BSCCO			
<i>Largeur</i>	4,1 mm	B_0	0.008 T
<i>Epaisseur</i>	0,23 mm	β	0.58
<i>Ratio volume supra/volume total</i>	0,3	k	0.1
J_{c0}	55 A/mm ²	n_0	15
J_{c0}	183 A/mm ²	B_{n0}	0.1 T

Tableau III-3 : Caractéristiques du ruban BSCCO, modèles (II.4) et (II.5)

De la même manière que précédemment, les simulations sont réalisées sous champ propre pour un courant de transport sinusoïdal pour différentes fréquences (entre 10Hz et 50Hz). De plus, le courant appliqué est imposé comme une contrainte de type intégrale et les pertes instantanées sont calculées par une intégrale sur le domaine des conducteurs.

b. Résultats et discussion

Afin d'obtenir un calcul correct de la distribution de la densité de courant J , la construction du maillage nécessite une attention particulière. La Figure III-10 montre la géométrie étudiée et le maillage sous le logiciel COMSOL. Pour des raisons de stabilité et de convergence, la simulation est réalisée en deux temps, nous effectuons une première simulation avec un modèle où J_c et n sont constants (converge facilement) afin d'utiliser un de ces points convergeant comme point initial pour la simulation du modèle utilisant $J_c(B)$ et $n(B)$.

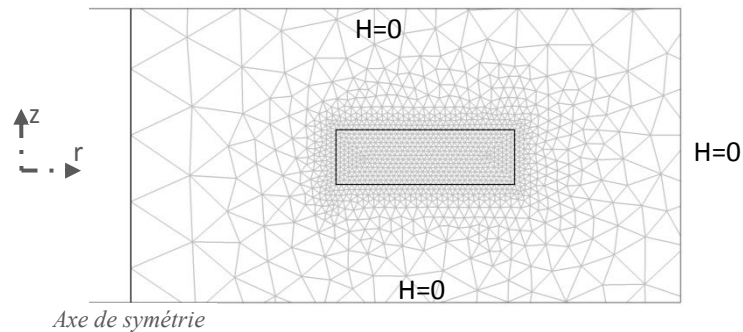


Figure III-10 : Géométrie et maillage de la bobine sous COMSOL (2D axisymétrique)

La Figure III-11 présente la distribution de la densité de courant J sur toute la section de la bobine, cette simulation est réalisée pour une fréquence $f=50$ Hz et un courant $I_{eff}=8$ A à l'instant $t=0,025$ s (courant maximum). Nous remarquons que pour cette valeur de courant, la densité de courant est répartie sur les extrémités, donc la pénétration est incomplète.

La Figure III-12 présente la distribution du champ électrique E sur toute la section de la bobine dans les mêmes conditions. Nous constatons également sur cette figure que le champ électrique est réparti sur les extrémités de la même manière que la densité de courant J . Pour conclure, ces deux résultats montrent que la pénétration de la densité de courant J est incomplète. Dans ces conditions les pertes AC sont essentiellement dissipées sur les extrémités.

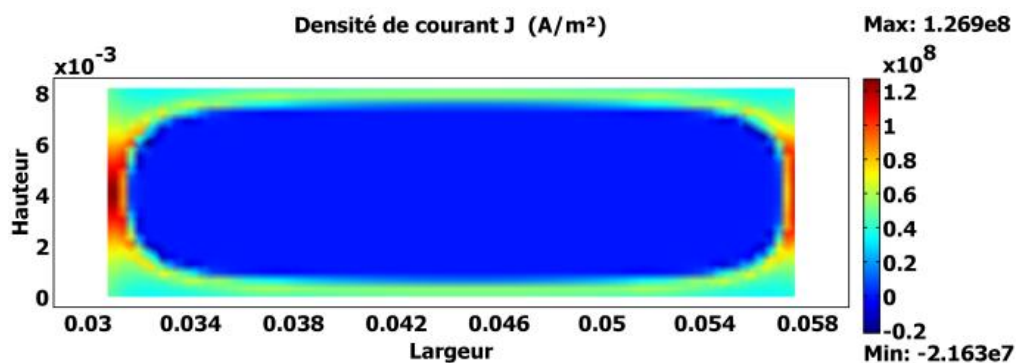


Figure III-11 : Répartition de la densité de courant, pour $f=50$ Hz et $I_{eff}=8$ A à l'instant $t=0.025$ s

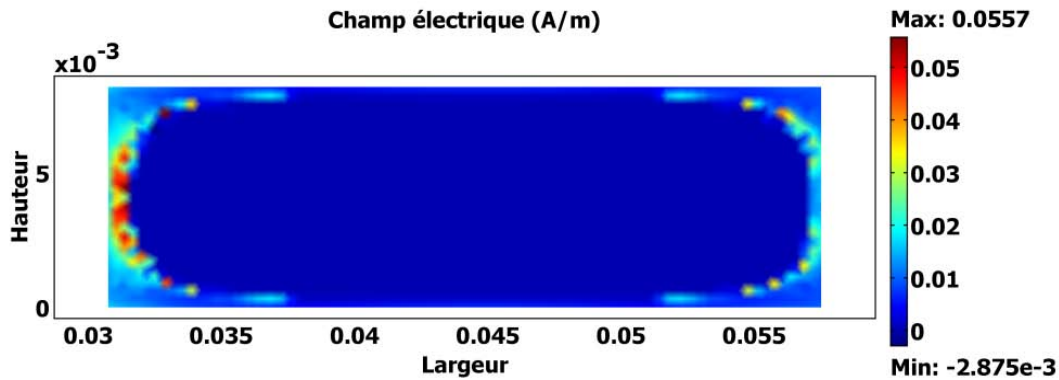


Figure III-12 : Répartition du champ électrique, pour $f=50$ Hz et $I_{\text{eff}}=8$ A à l'instant $t=0.025$ s

Pertes AC :

Pour plus de clarté et une lecture rapide des résultats de simulation, nous les présentons sous forme de graphiques :

La Figure III-13 présente les pertes en fonction du courant efficace pour les fréquences 6 Hz, 20 Hz et 50 Hz. Ces résultats de simulation ont été comparés aux relevés expérimentaux. Nous constatons que les courbes simulées suivent la même tendance que les courbes expérimentales, de plus les valeurs des pertes simulées sont en concordance avec les valeurs mesurées. Néanmoins, les valeurs de pertes obtenues par les simulations sont légèrement inférieures aux mesures.

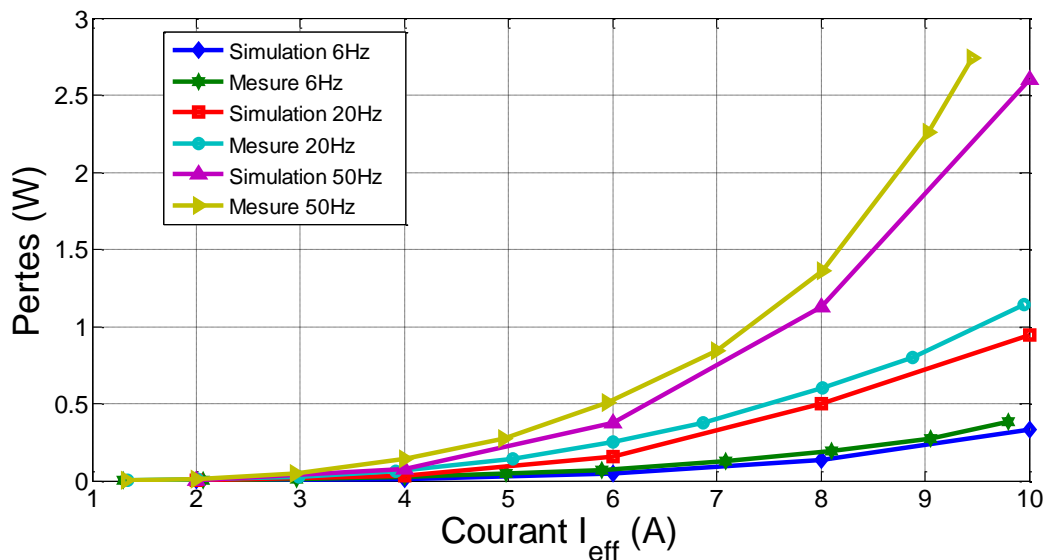


Figure III-13 : Comparaison entre la simulation et les mesures à $f=6$ Hz, $f=20$ Hz et $f=50$ Hz

La Figure III-14 présente une comparaison des pertes (mesurées et calculées) en fonction du courant au cube pour les fréquences 6 Hz, 20 Hz et 50 Hz.

De la même manière que les résultats expérimentaux, la tendance des courbes simulées est linéaire par rapport au courant au cube (ce résultat étant attendu puisque la simulation ne tient pas compte des pertes dans la matrice en Argent).

Les valeurs de pertes simulées sont inférieures aux mesures, pour un courant $I=8A$ à une fréquence de 50 Hz, l'écart entre la simulation et la mesure est de 18%. Cet écart augmente avec la fréquence en raison de non considération, dans le modèle homogène, des effets de proximité entre conducteurs qui augmentent avec la fréquence. Notons toutefois que ce modèle homogène simple, permet une estimation correcte des pertes. En effet, les valeurs de courants imposés (10 A maxi) sont bien plus faibles que le courant critique du conducteur (de l'ordre de 45 A en champ propre) et les effets de proximité, pour ces niveaux de courant, sont réduits.

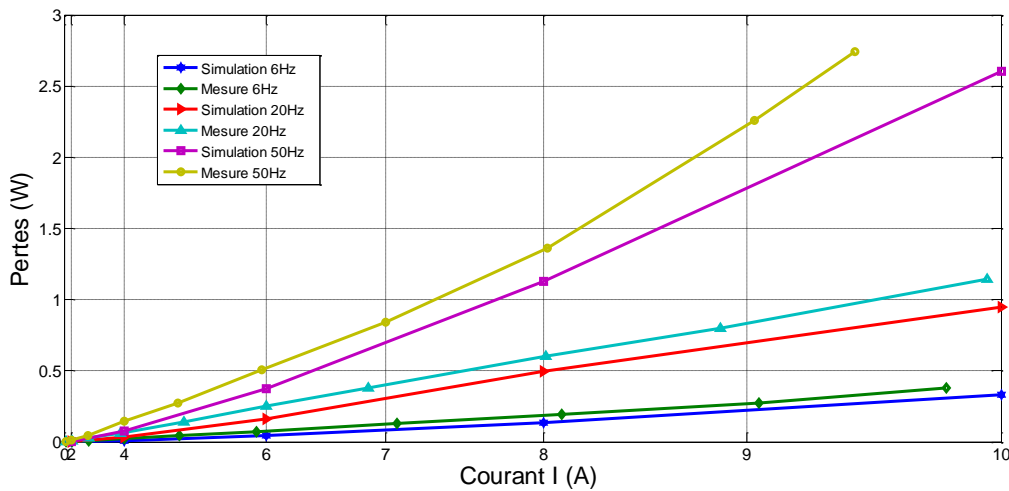


Figure III-14 : Comparaison entre simulation et mesure des pertes en fonction du courant au cube (sur une échelle cubique)

Temps de calcul :

En ce qui concerne la durée de calcul de cette méthode, nous avons réalisé deux simulations en considérant la géométrie multi spires de la bobine (bobine complète intégrant les 208 spires), et la géométrie homogène (simplification en une seule spire). Ce calcul est effectué avec un ordinateur personnel équipé d'un processeur quadri-cœur 1,6 GHz et une mémoire installée (RAM) de 4 Go.

La géométrie multi spires se compose de : 224486 degrés de liberté, 74849 nœuds, et de 149638 éléments. A une fréquence $f=50$ Hz et un courant $I_{eff}=8$ A, le temps de calcul pour deux périodes est de plusieurs heures (environ 11 heures). Tandis que pour la géométrie homogène, le problème se compose de : 18222 degrés de liberté, 6119 nœuds, et de 12104 éléments. A une fréquence $f=50$ Hz et un courant $I_{eff}=8$ A, le temps de calcul pour deux périodes est d'environ 7 minutes. Comme on peut le voir, cette méthode d'homogénéisation permet d'obtenir un gain très important en temps de calcul tout en gardant une précision satisfaisante par rapport au modèle multi-spires.

IV. Conclusion

Les études présentées dans ce chapitre permettent de mieux comprendre le mécanisme des pertes, en courant de transport sinusoïdal sous champ propre, d'un solénoïde supraconducteur BSCCO. Les mesures expérimentales dans une plage de fréquence (4 Hz – 50 Hz), et de courant (1A- 10A) montrent que les pertes AC sont linéairement dépendantes de la fréquence et du courant au cube (I^3). Aussi, cela permet de confirmer que les pertes sont dissipées principalement dans le matériau supraconducteur et non dans la matrice d'Argent. Ces résultats sont obtenus pour un courant de transport d'une amplitude bien inférieure à celle du courant critique du ruban supraconducteur constituant la bobine.

La méthode présentée dans ce chapitre pour le calcul des pertes AC, dans une bobine HTc et dans un ensemble de spires multi filamentaires, donne des résultats satisfaisants. La formulation en H utilisée, offre des possibilités considérables pour la compréhension des mécanismes des pertes AC dans les matériaux supraconducteurs. De plus, l'utilisation de l'homogénéisation permet une réduction importante du temps de calcul. Enfin, les résultats issus des calculs éléments finis des pertes AC d'une bobine BSCCO sont comparés aux résultats expérimentaux avec un accord satisfaisant.

Dans les chapitres 2 et 3, nous avons abordé la caractérisation dc et les pertes ac dans une bobine HTc en BSCCO. Ces connaissances expérimentales et théoriques sont cruciales dans l'optique d'un dimensionnement de machine électrique à base de bobinages supraconducteurs. Les chapitres suivants sont ainsi consacrés à l'étude de ces machines.

Chapitre IV: Modélisation analytique des machines synchrones à pôles lisses

I. Introduction

Le but de ce chapitre est de présenter une méthode analytique pour étudier les machines synchrones supraconductrices de forme cylindriques (structures cylindriques radiales) en régime permanent.

Le calcul analytique s'appuie sur la résolution analytique des équations de Maxwell, en utilisant la méthode de séparation des variables, pour obtenir les solutions générales de potentiel vecteur dans les différentes régions de la machine. La résolution des équations est réalisée avec un logiciel de calcul formel.

La dérivée du potentiel vecteur, par rapport à r et Θ , permet de calculer les composantes tangentielles et radiales du champ magnétique, cela nous permet de calculer les grandeurs externes de la machine (couple et puissance) en fonction des paramètres géométriques, électriques et magnétiques : longueur utile, diamètre externe, densité de courant...etc.

Tout d'abord, nous commencerons par présenter cette méthode de résolution analytique, en se basant sur un exemple de structure de machine. Ensuite, nous présenterons la validation des résultats qui a été faite grâce à l'emploi du logiciel FEMM [Meek10] basé sur la méthode des éléments finis. Les résultats obtenus par le calcul analytique sont comparés à des résultats numériques.

II. Problème étudié

Les modèles analytiques sont très flexibles pour comparer rapidement différentes topologies de machines et peuvent être des outils utiles dans la première étape du processus d'optimisation de la conception. Par exemple, on peut effectuer une étude comparative de structures de machines supraconductrices, en utilisant les trois types de fils supraconducteurs : BSCCO, YBCO et MgB2.

Le calcul analytique développé dans ce chapitre s'applique aux structures cylindriques infiniment longues, en deux dimensions en utilisant les coordonnées polaires (r, Θ) . Le problème type est composé de couronnes d'une perméabilité magnétique constante. Ces couronnes peuvent contenir les matériaux magnétiques qui se comportent comme des sources, qui sont de notre cas, soit des densités de courants électriques \mathbf{J} (bobines) ou des aimantations \mathbf{M} (aimants permanents). Une machine électrique tournante sans encoches à pôles lisses (sans dents ni noyaux ferromagnétiques) peut être modélisée par la méthode proposée ici. Nous montrons sur la Figure IV-1 un schéma d'une structure que nous pouvons étudier par cette méthode.

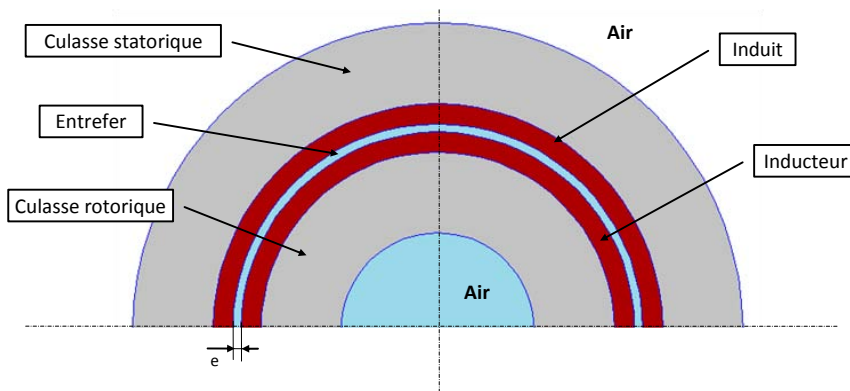


Figure IV-1 : Schéma d'une structure

Dans cette partie, on développera les calculs qui permettent d'avoir des solutions analytiques pour des géométries cylindriques, en 2D et en coordonnées cylindriques. En considérant, le potentiel vecteur et une conductivité nulle dans tous les domaines de la machine (il n'y a pas de courants induits), le problème à résoudre est donc magnétostatique. Les équations à résoudre, selon la nature des milieux, sont une équation de Laplace et une équation de Poisson. Les conditions aux frontières et aux extrémités permettent de définir les constantes d'intégration de la solution en potentiel vecteur $A(r, \theta)$.

Pour présenter la méthode, nous avons choisi de présenter un exemple de calcul limité à 7 domaines, au lieu de traiter un problème généralisé à n domaines. Celui-ci est présenté dans la section ci-dessous.

1. Exemple étudié et hypothèses simplificatrices

Un exemple d'une machine synchrone comprenant un bobinage au stator et un autre au rotor peut être représentée de la manière suivante :

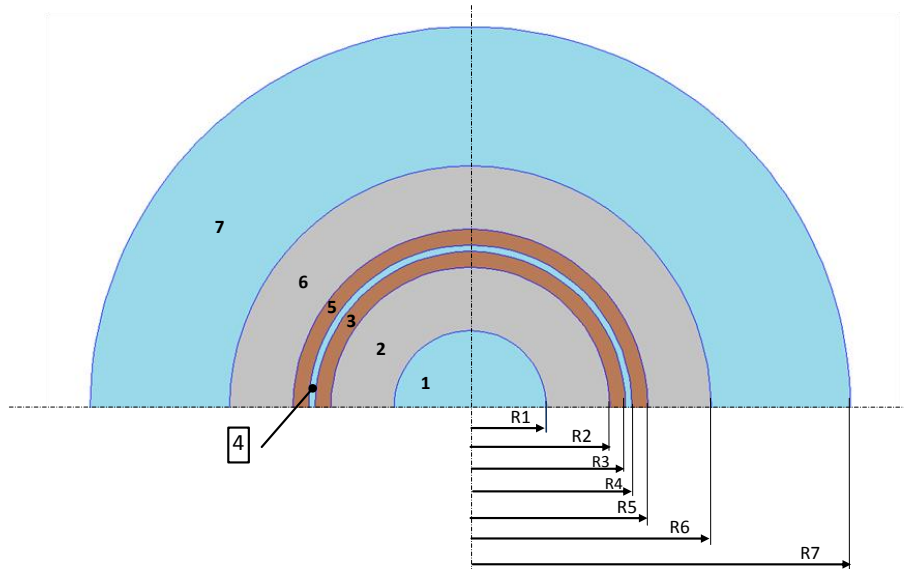


Figure IV-2 : Exemple d'une structure

Les différents domaines qui composent cette machine sont:

- Milieu 1: air avec une perméabilité μ_0
- Milieu 2: fer avec une perméabilité relative μ_r
- Milieu 3: Source J_r avec une perméabilité μ_0
- Milieu 4: air avec une perméabilité μ_0
- Milieu 5: Source J_s avec une perméabilité μ_0
- Milieu 6: fer avec une perméabilité relative μ_r
- Milieu 7: air avec une perméabilité μ_0

Cette étude n'aborde pas les aspects construction des machines, les hypothèses simplificatrices suivantes sont adoptées :

- La machine est infiniment longue (les effets 3D négligés)
- Les géométries sont cylindriques
- Les sources sont représentées par une fonction sinusoïdale en ne considérant que le 1^{er} harmonique d'espace
- Les propriétés magnétiques des matériaux sont linéaires, notamment pour le fer
- Calcul en régime permanent (synchronisme), la conductivité électrique est donc nulle dans la machine et pas de courants induits dans les parois du cryostat

2. Définitions des sources

En ne considérant que le fondamental (1er harmonique), les sources du champ (densité de courant J et aimantation M d'un aimant) sont définies comme des fonctions sinusoïdales comme suit :

$$J(\theta) = J_0 \cos(p\theta) \quad (22)$$

$$M(\theta) = M_0 \cos(p\theta) \quad (23)$$

3. Équations à résoudre

Les équations à résoudre sont une équation de Laplace et une équation de Poisson, l'inconnue du problème étant le potentiel vecteur $A(r, \theta)$ dans les différents sous domaines.

L'équation de Laplace dans l'air (domaines : 1,4 et 7) et les milieux ferromagnétiques (domaines : 2 et 6) :

$$\Delta A = 0 \quad (24)$$

L'équation de Poisson: dans un domaine contenant une source de courant sinusoïdal (domaines 3 et 5):

$$\Delta A = -\mu_0 J_0 \cos(p\theta) \quad (25)$$

En coordonnées polaires, on doit résoudre les équations aux dérivées partielles suivantes :

- Dans l'air (domaines : 1,4 et 7) :

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = 0 \quad (26)$$

- Dans le fer (domaines 2 et 7) :

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = 0 \quad (27)$$

- Dans une région contenant une source de courant sinusoïdal (domaine 3 et 5)

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = -\mu_0 J_0 \cos(p\theta) \text{ dans le domaine (3)}$$

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = -\mu_0 J_0 \cos(p\theta + \delta) \text{ dans le domaine (5)} \quad (28)$$

δ représente l'angle interne électrique

III. Méthode de résolution

Résolution par la méthode de séparation des variables :

La forme de la solution générale en potentiel vecteur dans les différents domaines est donnée sous forme complexe pour simplifier l'écriture :

- Dans l'air (domaine:1,4 et 7) :

$$A(r, \theta) = (K_1 r^p + K_2 r^{-p}) e^{j(p\theta)} \quad (29)$$

- Dans le fer (domaine 2 et 7) :

$$A(r, \theta) = (K_1 r^p + K_2 r^{-p}) e^{j(p\theta)} \quad (30)$$

- Dans une région contenant une source de courant imposée sinusoïdale (domaine 3 et 5)

$$\text{Si } p \neq 2 \quad A(r, \theta) = (K_1 r^p + K_2 r^{-p} + \frac{\mu_0 J_0}{p^2 - 4} r^2) e^{j(p\theta)} \quad (31)$$

$$\text{Si } p = 2 \quad A(r, \theta) = (K_1 r^p + K_2 r^{-p} + \frac{\mu_0 J_0}{16} r^2) e^{j(p\theta)} \quad (32)$$

K_1 et K_2 sont des constantes à valeurs complexes.

Les solutions générales :

Les expressions générales du potentiel vecteur dans les différentes régions s'écrivent donc (pour $p \neq 2$) :

$$\text{Milieu 1} \quad A_1(r, \theta) = (K_1 r^p + K_2 r^{-p}) e^{j(p\theta)} \quad (33)$$

$$\text{Milieu 2} \quad A_2(r, \theta) = (K_3 r^p + K_4 r^{-p}) e^{j(p\theta)} \quad (34)$$

$$\text{Milieu 3} \quad A_3(r, \theta) = (K_5 r^p + K_6 r^{-p} + \frac{\mu_0 J_{r0}}{p^2 - 4}) e^{j(p\theta)} \quad (35)$$

$$\text{Milieu 4} \quad A_4(r, \theta) = (K_7 r^p + K_8 r^{-p}) e^{j(p\theta)} \quad (36)$$

$$\text{Milieu 5} \quad A_5(r, \theta) = (K_9 r^p + K_{10} r^{-p} + \frac{\mu_0 J_{s0}}{p^2 - 4}) e^{j(p\theta + \delta)} \quad (37)$$

$$\text{Milieu 6} \quad A_6(r, \theta) = (K_{11} r^p + K_{12} r^{-p}) e^{j(p\theta)} \quad (38)$$

$$\text{Milieu 7} \quad A_7(r, \theta) = (K_{13} r^p + K_{14} r^{-p}) e^{j(p\theta)} \quad (39)$$

Remarque : pour $p=2$, les solutions (35) et (37) sont sous la forme donnée par (32)

Calcul des inconnues K_i :

Pour déterminer les différents coefficients complexes K_i , il faut satisfaire les différentes conditions aux frontières des domaines.

Pour les extrémités du domaine d'étude :

Pour le premier milieu ($n^{\circ}1$), en $r = 0$, le potentiel vecteur $A_1(r, \theta)$ doit être fini, cette condition implique que $K_2 = 0$. De la même manière, pour le dernier milieu ($n^{\circ}7$), en $r = \infty$, le potentiel vecteur $A_7(r, \theta)$ doit être fini, cette condition implique que $K_{13} = 0$.

Les solutions deviennent alors :

$$\text{Milieu 1} \quad A_1(r, \theta) = (K_1 r^p) e^{j(p\theta)} \quad (40)$$

$$\text{Milieu 7} \quad A_7(r, \theta) = (K_{14} r^{-p}) e^{j(p\theta)} \quad (41)$$

Les conditions de passage entre chaque domaine d'étude sont :

- La continuité de potentiel vecteur :

$$A_i(r, \theta) = A_{i+1}(r, \theta)$$

- Continuité du champ tangentielle H_t :

$$h_{t_i}(r, \theta) = h_{t_{i+1}}(r, \theta), \text{ donc : } \frac{1}{\mu_i} \frac{\partial A_i(r=R_i)}{\partial r} = \frac{1}{\mu_{i+1}} \frac{\partial A_{i+1}(r=R_i)}{\partial r}$$

Donc, on écrit un système d'équation pour chaque frontière.

- Entre le milieu 1 et le milieu 2 : $r = R_1$

$$\begin{cases} K_1 R_1^p = (K_3 R_1^p + K_4 R_1^{-p}) \\ \frac{1}{\mu_1} K_1 R_1^{p-1} = \frac{1}{\mu_2} (K_3 R_1^{p-1} - K_4 R_1^{-p-1}) \end{cases} \quad (42)$$

- Entre le milieu 2 et le milieu 3 : $r = R_2$

$$\begin{cases} (K_3 R_2^p + K_4 R_2^{-p}) = \left(K_5 R_2^p + K_6 R_2^{-p} + \frac{\mu_0 J_{r0} R_2^2}{p^2 - 4} \right) \\ \frac{1}{\mu_2} (K_3 R_2^{p-1} - K_4 R_2^{-p-1}) = \frac{1}{\mu_3} \left(K_5 R_2^{p-1} - K_6 R_2^{-p-1} + \frac{2\mu_0 J_{r0} R_2}{p(p^2 - 4)} \right) \end{cases} \quad (43)$$

- Entre le milieu 3 et le milieu 4 : $r = R_3$

$$\begin{cases} \left(K_5 R_3^p + K_6 R_3^{-p} + \frac{\mu_0 J_{r0} R_3^2}{p^2 - 4} \right) = (K_7 R_3^p + K_8 R_3^{-p}) \\ \frac{1}{\mu_3} \left(K_5 R_3^{p-1} - K_6 R_3^{-p-1} + \frac{2\mu_0 J_{r0} R_3}{p(p^2 - 4)} \right) = \frac{1}{\mu_4} (K_7 R_3^{p-1} - K_8 R_3^{-p-1}) \end{cases} \quad (44)$$

- Entre le milieu 4 et le milieu 5 : $r = R_4$

$$\begin{cases} (K_7R_4^p + K_8R_4^{-p}) = \left(K_9R_4^p + K_{10}R_4^{-p} + \frac{\mu_0J_{s0}R_4^2}{p^2 - 4} \right) e^{j\delta} \\ \frac{1}{\mu_4}(K_7R_4^{p-1} - K_8R_4^{-p-1}) = \frac{1}{\mu_5} \left(K_9R_4^{p-1} - K_{10}R_4^{-p-1} + \frac{2\mu_0J_{s0}R_4}{p(p^2 - 4)} \right) e^{j\delta} \end{cases} \quad (45)$$

– Entre le milieu 5 et le milieu 6 : $r = R_5$

$$\begin{cases} \left(K_9R_5^p + K_{10}R_5^{-p} + \frac{\mu_0J_{s0}R_5^2}{p^2 - 4} \right) e^{j\delta} = (K_{11}R_5^p + K_{12}R_5^{-p}) \\ \frac{1}{\mu_5} \left(K_9R_5^{p-1} - K_{10}R_5^{-p-1} + \frac{2\mu_0J_{s0}R_5}{p(p^2 - 4)} \right) e^{j\delta} = \frac{1}{\mu_6} (K_{11}R_5^{p-1} - K_{12}R_5^{-p-1}) \end{cases} \quad (46)$$

– Entre le milieu 6 et le milieu 7 : $r = R_6$

$$\begin{cases} (K_{11}R_6^p + K_{12}R_6^{-p}) = K_{14}R_6^{-p} \\ \frac{1}{\mu_6} p(K_{11}R_6^{p-1} - K_{12}R_6^{-p-1}) = \frac{1}{\mu_7} pK_{14}R_6^{-p-1} \end{cases} \quad (47)$$

4. Système d'équations linéaires à résoudre

L'exploitation des équations établies plus haut (II.1)(43)(44)(45)(46)(47), nous permet de construire un système linéaire dont les inconnues sont les coefficients complexes K_i . Ce système peut se mettre sous la forme suivante :

$$[M] \times [K_i] = [S] \quad (48)$$

Avec :

[M]: Matrice contenant les termes liés à la géométrie et aux milieux magnétiques des différents domaines.

[K_i]: Vecteur contenant les différentes inconnues.

[S] : Vecteur contenant les termes liés aux sources.

Pour obtenir l'expression analytique des coefficients K_i , on procède à l'inversion la matrice [M] contenant les dimensions géométriques et les caractéristiques des milieux magnétiques, puis la multiplier par le vecteur contenant les termes sources [S]. Cependant, la résolution de ce système par les logiciels de calcul formel est limitée à des systèmes linéaires à faible dimension $n < 12$. Les tests réalisés au laboratoire GREEN sur un exemple à cinq domaines, en utilisant l'outil : *Symbolic Math Toolbox*TM inclus dans le logiciel commercial *Matlab v7.1*, ont permis de montrer, qu'actuellement, des difficultés subsistent pour résoudre les problèmes de ce type (c.à.d. des systèmes de dimension supérieure à 5x5).

Pour palier cette difficulté, nous avons développé une technique afin de résoudre ce système (de dimension 14x14 dans notre cas), en contournant les limitations de calcul liées aux logiciels de calcul formel.

5. Méthode de résolution par récurrence

Une autre méthode de résolution est proposée dans cette section. L'objectif est de ramener le système d'équation linéaire à un système de deux équations à deux inconnues.

Dans un premier temps, on écrit pour chaque frontière, le système d'équations suivant :

$$\begin{pmatrix} R_1^p & 0 \\ \frac{R_1^{p-1}}{\mu_1} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} K_1 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1^p & R_1^{-p} \\ \frac{R_1^{p-1}}{\mu_2} & \frac{-R_1^{-p-1}}{\mu_2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} K_3 \\ K_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (49)$$

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} K_1 \\ 0 \end{pmatrix} &= [P_{12}] \begin{pmatrix} K_3 \\ K_4 \end{pmatrix} + [S_{12}] \\ \text{Avec : } [P_{12}] &= \begin{pmatrix} R_1^p & 0 \\ \frac{R_1^{p-1}}{\mu_1} & 0 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} R_1^p & R_1^{-p} \\ \frac{R_1^{p-1}}{\mu_2} & \frac{-R_1^{-p-1}}{\mu_2} \end{pmatrix} \text{ et } [S_{12}] = \begin{pmatrix} R_1^p & 0 \\ \frac{R_1^{p-1}}{\mu_1} & 0 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (50)$$

De même que précédemment, on peut écrire (43)(44)(45)(46)(47) comme suit :

$$(43) \text{ devient : } \begin{pmatrix} K_3 \\ K_4 \end{pmatrix} = [P_{34}] \begin{pmatrix} K_5 \\ K_6 \end{pmatrix} + [S_{34}] \quad (51)$$

$$(44) \text{ devient : } \begin{pmatrix} K_5 \\ K_6 \end{pmatrix} = [P_{56}] \begin{pmatrix} K_7 \\ K_8 \end{pmatrix} + [S_{56}] \quad (52)$$

$$(45) \text{ devient : } \begin{pmatrix} K_7 \\ K_8 \end{pmatrix} = [P_{78}] \begin{pmatrix} K_9 \\ K_{10} \end{pmatrix} + [S_{78}] \quad (53)$$

$$(46) \text{ devient : } \begin{pmatrix} K_9 \\ K_{10} \end{pmatrix} = [P_{9\ 10}] \begin{pmatrix} K_{11} \\ K_{12} \end{pmatrix} + [S_{9\ 10}] \quad (54)$$

$$(47) \text{ devient : } \begin{pmatrix} K_{11} \\ K_{12} \end{pmatrix} = [P_{11\ 12}] \begin{pmatrix} 0 \\ K_{14} \end{pmatrix} + [S_{11\ 12}] \quad (55)$$

D'après la relation (50) et (51), on peut compacter les deux systèmes et écrire les coefficients $\begin{pmatrix} K_1 \\ 0 \end{pmatrix}$ en fonction des coefficients $\begin{pmatrix} K_5 \\ K_6 \end{pmatrix}$. Ce qui permet d'obtenir la relation suivante :

$$\begin{pmatrix} K_1 \\ 0 \end{pmatrix} = [P_{12}][P_{34}] \begin{pmatrix} K_5 \\ K_6 \end{pmatrix} + [S_{34}][S_{12}] + [S_{12}] \quad (56)$$

De la même manière que ci-dessous, en imbriquant les différents systèmes d'une façon récurrente, on arrive à exprimer $\begin{pmatrix} K_1 \\ 0 \end{pmatrix}$ en fonction des coefficients $\begin{pmatrix} 0 \\ K_{14} \end{pmatrix}$.

$$\begin{pmatrix} K_1 \\ 0 \end{pmatrix} = [P_{12}][P_{34}][P_{56}][P_{78}][P_{9\ 10}][P_{11\ 12}] \begin{pmatrix} 0 \\ K_{14} \end{pmatrix} + [P_{12}][P_{34}][P_{56}][P_{78}][P_{9\ 10}][S_{11\ 12}] \\ + [P_{12}][P_{34}][P_{56}][P_{78}][S_{9\ 10}] + [P_{12}][P_{34}][P_{56}][S_{78}] + [P_{12}][P_{34}][S_{56}] \\ + [S_{34}][S_{12}] + [S_{12}] \quad (57)$$

Donc, on a :

$$\begin{pmatrix} K_1 \\ 0 \end{pmatrix} = [M_{P_{ij}}] \begin{pmatrix} 0 \\ K_{14} \end{pmatrix} + [M_{S_{ij}}] \quad (58)$$

Un système linéaire à deux équations à deux inconnues.

Ceci nous permet de calculer K_1 et K_{14} . En utilisant l'équation (55), on calcule les coefficients $\begin{pmatrix} K_{11} \\ K_{12} \end{pmatrix}$, et d'une façon récurrente, on arrive à déduire les autres inconnues K_i .

Notons au passage, que les coefficients K_i calculés par cette méthode, sont d'écriture formelle. Ils sont très grands et volumineux, ce qui rend leurs présentations ici non commode; par exemple, la présentation du coefficient K_3 se fait sur plusieurs pages (environ 10 pages).

IV. Validation de la méthode

1. Géométrie

Pour valider la méthode, nous allons traiter un modèle représentatif d'une machine électrique supraconductrice. Comme indiqué plus haut (Figure IV-2), la géométrie du moteur considéré est composée de 7 domaines.

Rayons		Perméabilités relatives	
R1	127 mm	$\mu 1$	1
R2	255 mm	$\mu 2$	100
R3	290 mm	$\mu 3$	1
R4	310 mm	$\mu 4$	1
R5	355	$\mu 5$	1
R6	590 mm	$\mu 6$	100
R7	2000 mm	$\mu 7$	1

Tableau IV-1 : Paramètres de la machine

La longueur utile de la machine est fixé à $L_u = 1$ mètre. L'induit est modélisé par une source de courant de la forme : $J=J_s \cdot \cos(p \times \theta + \delta)$, avec $J_s=20 \text{ A/mm}^2$. L'inducteur est modélisé par une source de courant de la forme : $J=J_r \cdot \cos(p \times \theta)$, avec $J_s=50 \text{ A/mm}^2$. Les valeurs des

densités de courant sont réalistes pour une machine composée d'un inducteur et d'un induit supraconducteurs. Le nombre de paires de pôles est égal à $p=4$.

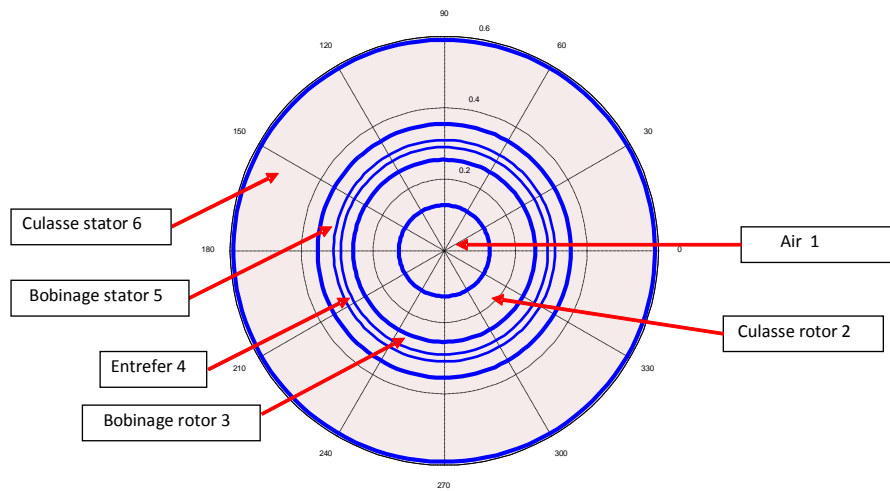


Figure IV-3 : Configuration de la machine étudiée

Nous allons calculer pour cette structure, en utilisant la méthode développée et présentée dans ce chapitre, la distribution du flux magnétique dans la machine et le couple statique de la machine. Ensuite, nous les comparerons avec les résultats issus du logiciel par élément finis.

2. Résultats et comparaison avec un logiciel FEM

Ligne de champ et induction magnétique :

Nous présentons sur la Figure IV-4 les lignes du flux magnétique issus du calcul FEM à gauche, et du calcul analytique à droite. Les calculs sont effectués pour la pleine charge qui correspond à angle interne $\delta=\pi/2$. La Figure IV-5 montre les composantes radiale et tangentielle de l'induction magnétique au milieu de l'entrefer de la machine (en $r = 300$ mm) ; ces inductions sont également obtenues pour la pleine charge. Bien évidemment, l'approximation du 1er harmonique d'espace conduit à une induction radiale sinusoïdale dans l'entrefer. Le calcul par éléments finis, effectué dans les mêmes conditions d'alimentation (sources sinusoïdales), donne des résultats identiques que ceux issus du calcul analytique.

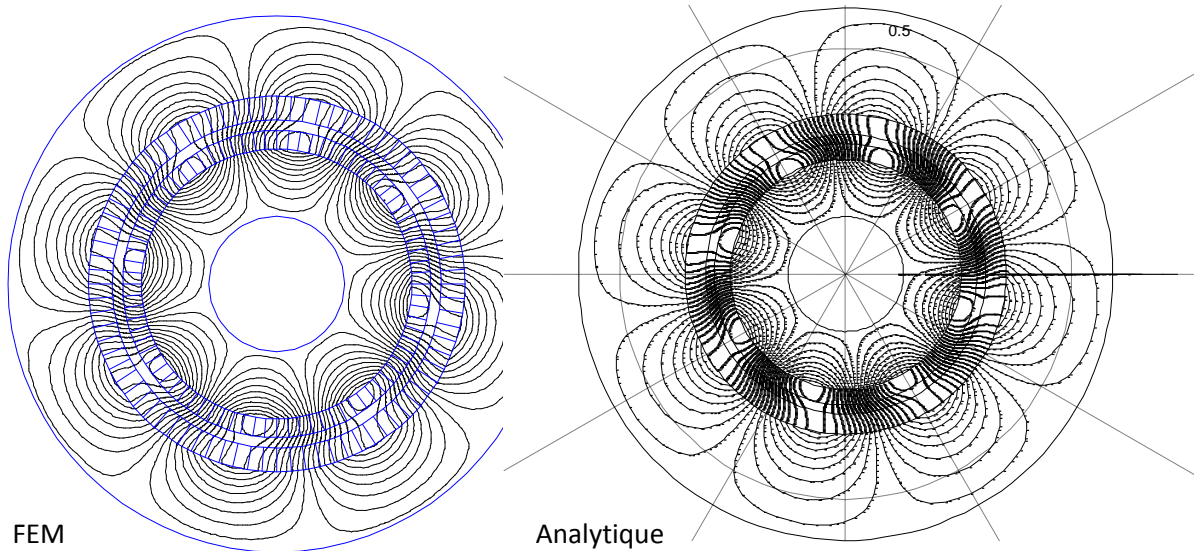


Figure IV-4 : Ligne du champ magnétique en charge ($\delta=\pi/2$)

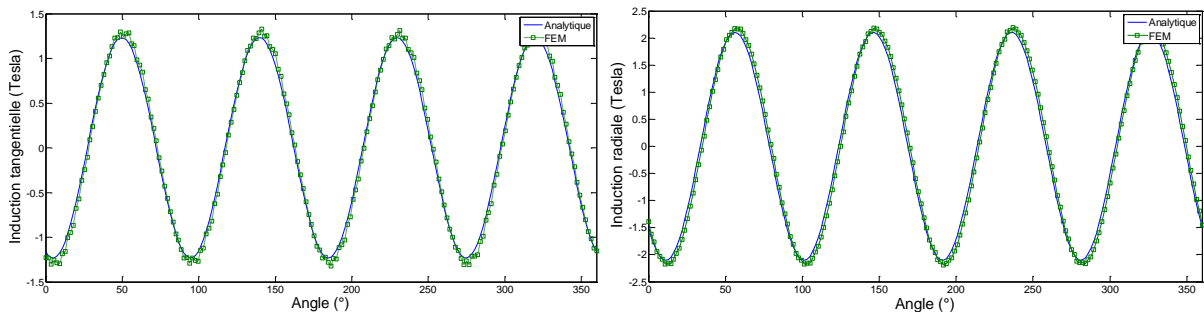


Figure IV-5 : Induction tangentielle (gauche) et induction radiale (droite) sur un cercle au milieu de l'entrefer

Couple statique en fonction de la position de rotor :

Nous montrons sur la Figure IV-6 le couple statique de la machine en fonction de l'angle interne. Le couple est évalué aux différentes positions du rotor en utilisant le tenseur de Maxwell. Là encore, les résultats analytique et numérique sont très proches.

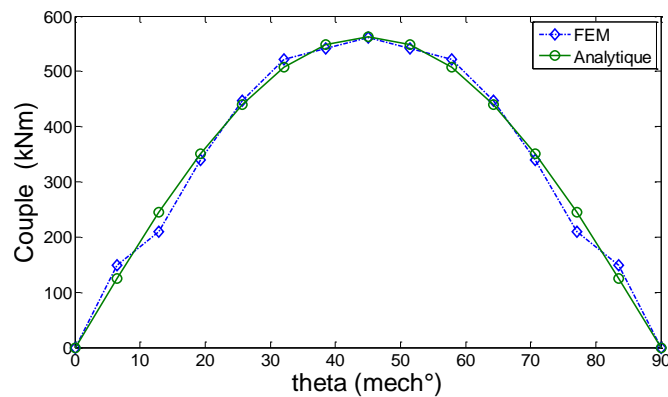


Figure IV-6 : Couple statique en fonction de la position du rotor

V. Conclusion et perspectives :

Dans ce chapitre, une approche analytique pour calculer la distribution de champ magnétique dans des machines électriques à pôles lisses a été développée. Cette méthode repose sur la résolution des équations de Maxwell dans les différents domaines de la machine. Cette résolution passe par l'inversion d'une matrice contenant les paramètres de la machine. La technique développée dans ce chapitre, permet de simplifier la résolution en ramenant le problème à résoudre, à un système d'équation de petite taille (matrice de dimension $[2 \times 2]$). Ceci permet de contourner les difficultés de calcul liées aux logiciels de calcul formel, qui sont limités par la taille des matrices, et d'arriver à résoudre des systèmes avec un grand nombre de domaines.

Le modèle analytique proposé est validé par éléments finis. La comparaison entre les résultats analytiques et numériques, pour le couple et la distribution de l'induction dans la machine, est en effet très satisfaisante.

Cet outil permet d'avoir des formules analytiques pour le calcul des grandeurs externes et les différentes performances des machines électriques. Le gain réalisé sur les temps de calcul permet une intégration plus aisée de l'outil développé dans des routines d'optimisation. Pour les machines supraconductrices, le but est d'évaluer d'une manière relativement rapide l'apport des différents fils supraconducteurs sur les performances des machines électriques supraconductrices et d'optimiser leurs puissances massiques et volumiques.

Nous n'avons pas incorporé dans le modèle analytique les contraintes liées aux matériaux supraconducteurs. Bien que ceci soit faisable, nous avons préféré le montrer dans le chapitre suivant. En effet, ce chapitre sera dédié au dimensionnement d'un moteur supraconducteur HTc en tenant compte de la non-linéarité des matériaux ferromagnétiques et des contraintes spécifiques aux bobinages supraconducteurs.

Chapitre V: Étude et dimensionnement d'un moteur synchrone à inducteur HTc

I. Présentation de l'étude

1. Introduction

L'étude bibliographique, présentée au premier chapitre, montre que parmi les différentes topologies de machines supraconductrices, le moteur synchrone à inducteur supraconducteur HTc et à induit à air (bobinages statoriques dans l'entrefer) est bien adapté aux applications nécessitant des forts couples à basses vitesses. Cet usage spécifique est dû à ses performances en termes de compacité. Par conséquent, nous nous focaliserons principalement sur ce type de structure dans cette première partie du chapitre.

Par ailleurs, le seul conducteur HTc disponible actuellement pour des températures de fonctionnement aux alentours de 30 kelvins est le BSCCO (voir le premier chapitre). Cependant, ce conducteur est constitué d'une matrice en argent (Ag) et demeure relativement cher. Étant donné le coût de ces matériaux, la viabilité économique des moteurs supraconducteurs nécessite une utilisation optimale du fil HTc.

En considérant un modèle qui prend en compte la dépendance $J_c(B)$, nous allons pouvoir observer et identifier l'influence de certains paramètres sur la longueur de fil supraconducteur à considérer, ainsi que sur le couple de la machine. Nous commencerons par étudier l'influence de la polarité. Ensuite, nous effectuons une variation paramétrique de cinq paramètres géométriques afin de définir une configuration permettant de réduire la quantité de fil HTc, tout en veillant à ne pas dégrader d'une manière importante le couple développé par le moteur.

La démarche de dimensionnement consistera, dans ce qui suit, en la recherche d'une géométrie de circuit magnétique optimale, qui permet de maximiser le courant critique du pôle dans l'objectif de réduire la quantité de fil supraconducteur.

2. Structures étudiées

Les différentes structures d'induits et d'inducteurs choisis pour l'étude sont présentées ci-dessous :

Les structures d'inducteurs considérées :

Notre étude est portée sur une structure à pôles saillants classique, les pôles sont composés d'un ensemble de bobines identiques, ce qui a l'avantage de simplifier la construction.

Plusieurs structures d'inducteurs sont possibles : rotor avec ou sans culasse rotorique, avec ou sans noyau ferromagnétique, forme des cornes polaires...etc. Dans le but de comparer et d'évaluer l'importance d'une structure à noyau ferromagnétique par rapport à une structure à air, nous avons choisi dans ce travail d'étudier que deux configurations simples :

- La première configuration (Figure V-1 gauche) est un inducteur classique avec un noyau ferromagnétique et une culasse magnétique (comme dans les machines

classiques à enroulement en cuivre), dans la suite de ce travail cette structure sera dénommée : inducteur à fer.

- La deuxième configuration (Figure V-1 droite) est un inducteur sans culasse magnétique et avec un noyau amagnétique qui sert de support mécanique aux bobines (composite en fibre de verre), dans la suite de ce travail cette structure sera dénommée : inducteur à air.

La structure d'induit considérée :

L'induction de l'entrefer, qui est généralement fixée à des valeurs supérieures à 1.5 Tesla, sature d'une manière importante les dents. Ces dernières ne remplissent donc plus leur rôle de canalisateur de flux magnétique, ce qui engendre des pertes fer importantes qu'il faudrait évacuer. Pour remédier à ce problème, nous avons adopté une structure d'induit à air pour lequel les bobinages sont placés dans l'entrefer. On augmente ainsi la charge linéique (champ magnétique tangentiel) ce qui rend les machines encore plus compactes. De plus, aussi, cela permet d'avoir des ondulations de couple fortement atténuées. En revanche, les flux de fuite sont un obstacle qui limite la hauteur des bobinages statoriques.

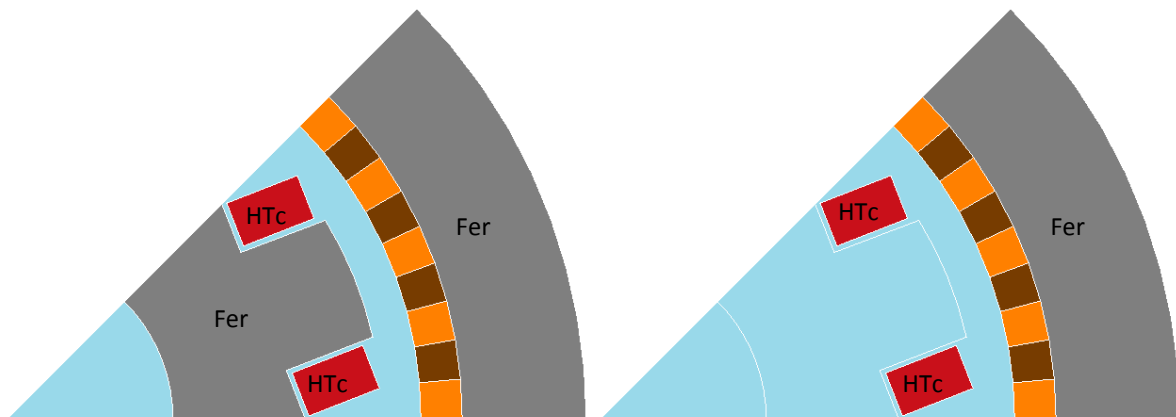


Figure V-1 : Configurations étudiées : (gauche) inducteur à noyau ferromagnétique, (droite) inducteur à air

3. Modélisation par éléments finis

Nous avons modélisé les structures de machine, présentées précédemment, par la méthode des éléments finis en magnétostatique 2D, le logiciel utilisé est FEMM [Meek10]. Pour les machines étudiées, seul un pôle est considéré avec des conditions d'anti périodicité sur les flancs radiaux de celui-ci. Ceci permet de réduire le temps de calcul. Nous présentons sur la Figure V-2 le maillage d'un exemple de machine à $2p=8$.

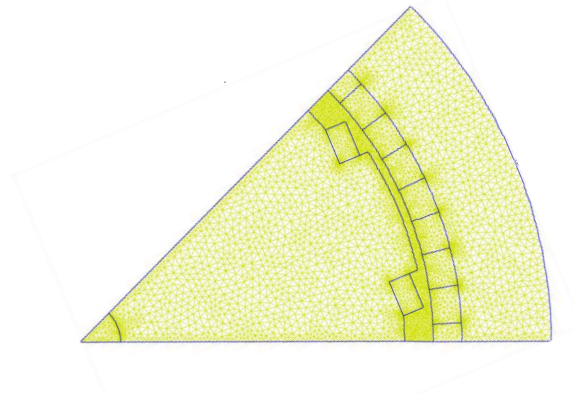


Figure V-2 : Un pôle d'une machine $2p = 8$

a. Définition des matériaux

Prise en compte de la saturation du fer :

Les inductions élevées produites par les enroulements HTc conduisent à une très forte saturation du fer dans la machine. La prise en compte, dans le calcul numérique, de cette zone à forte saturation est délicate car on ne dispose généralement pas de mesure de caractéristique magnétique à très fort champ. On se contente alors d'une extrapolation linéaire de la courbe obtenue pour des valeurs basses du champ appliqué. Dans la référence [BCHP06], un relevé expérimental de la courbe $B(H)$ d'un acier bas carbone a pu être effectué, Figure V.3. C'est cette caractéristique que nous avons utilisée pour nos calculs.

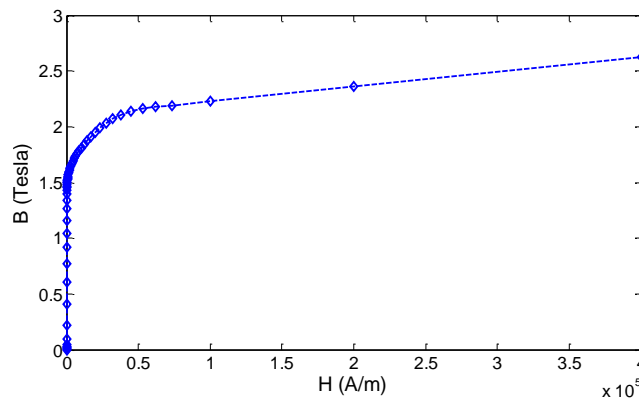


Figure V-3 : Courbe $B(H)$ du fer utilisé

Prise en compte de la dépendance $J_c(B)$:

Le matériau supraconducteur est modélisé par un modèle de KIM [relations II.4 et II.5, chapitre 2]. Dans le cadre de cette étude, nous avons choisi un conducteur de type BSCCO, les différentes caractéristiques et les paramètres du modèle à 30 K sont représentés sur le Tableau V-1. Les dimensions du conducteur sont de 4,1 mm x 0,24 mm, ces valeurs permettent de calculer les longueurs de fil par machine.

Ruban BSCCO				
Modèle KIM	J_{e0} (sf, 30K)	240 A/mm ²	n_0	31
	B_0	0.51 T	B_{n0}	2 T
	β	0.62		
	k	0.1		
Dimensions	Largeur + isolant	4,1 mm		
	Epaisseur + isolant	0,24 mm		

Tableau V-1 : Caractéristiques du ruban BSCCO utilisé à 30K, modèles (II.4) et (II.5)

b. Estimation du courant critique d'un pôle

Pour calculer le courant critique des inducteurs des moteurs étudiés, nous avons utilisé la méthode d'homogénéisation décrite au chapitre 2.

Les hypothèses prises pour ce calcul sont les suivantes :

- L'histoire magnétique de l'échantillon n'influence pas sur les caractéristiques du fil ;
- La dégradation due au rayon de courbure est négligeable ;
- Les têtes de bobines ne sont pas prises en compte dans le calcul de la tension critique;

La méthode utilisée pour simuler les courbes U-I est basée sur une loi en puissance, qui est fortement non-linéaire. Par conséquent, nous faisons un calcul itératif pour estimer le courant critique de l'ensemble des bobines composant un pôle d'une machine. Afin de simplifier le problème et garantir une bonne convergence du calcul itératif, nous définissons une fonction objective d'une forme logarithmique (V.1). Pour chaque configuration, le problème consistera donc à rechercher le zéro de cette fonction.

$$f = \log(U_{bobine}) - \log(U_c) \quad (V.1)$$

Avec : U_{bobine} = tension calculée et U_c = tension critique

c. Calcul du couple

Le couple délivré par une machine est calculé par l'intermédiaire du tenseur de Maxwell. Les enroulements statoriques sont alimentés pour obtenir un champ tangentiel en quadrature avec le champ radial produit par les bobines HTc (angle de charge = $\pi/2$). Le couple obtenu par le calcul est le couple maximum que peut fournir le moteur.

4. Définition des paramètres de l'étude

L'objectif de l'étude, consiste d'une part à dimensionner un moteur HTc de quelques mégawatts en prenant en compte la dépendance $J_c(B)$, et d'autre part, à définir une configuration permettant de réduire la quantité du fil HTc.

En premier lieu, nous nous intéresserons à l'influence de la polarité sur le couple et la quantité de fil supraconducteur, les calculs sont réalisés pour une géométrie fixe de la machine. Les polarités envisagées sont de 4 à 30 pôles.

Ensuite, nous étudierons l'impact de la variation de certains paramètres géométriques sur les performances du moteur (couple et longueur de fil). Ces variables sont au nombre de cinq, Figure V-4:

- $\alpha 2$: angle d'ouverture des bobines HTc
- $\alpha 1$: angle d'ouverture du noyau ferromagnétique
- $h1$: hauteur des bobines HTc
- Ra : rayon d'alésage d'induit
- $h2$: hauteur des bobines d'induit

Par ailleurs, certains paramètres resteront fixes, tels que la longueur utile L_u , et le diamètre externe D_{ext} , les simulations sont donc réalisées à encombrement constant.

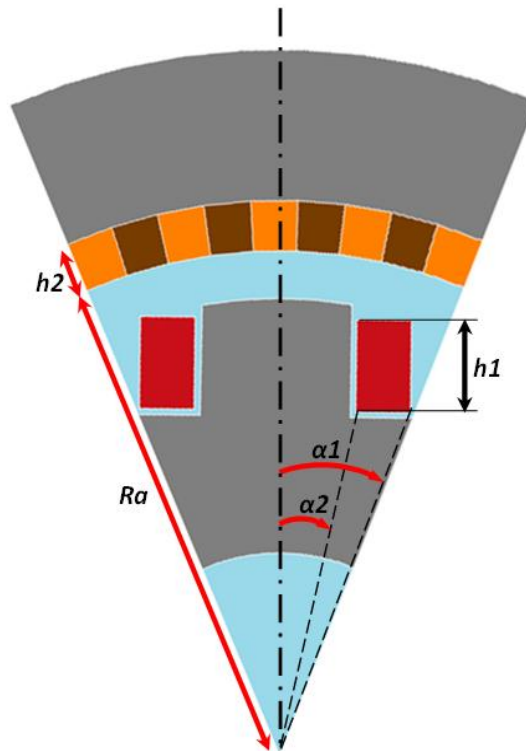


Figure V-4 : Variables de l'étude paramétrique

5. Résultats des simulations

a. Influence de la polarité

Pour réaliser ces simulations, nous avons fait varier le nombre de paires de pôles de $p=2$ à $p=15$ paires de pôles. Les caractéristiques géométriques du moteur étudié sont résumées sur le Tableau V-2.

Paramètres		
Longueur de fer (utile)	Lu	800 mm
Diamètre extérieur	$Dext$	2000 mm
Diamètre d'alésage induit	Ra	1400 mm
Angle d'ouverture des bobines	$\alpha 1$	$0,9 \times (\pi/2p)$
Angle d'ouverture du noyau ferromagnétique/ Angle d'ouverture des bobines	$\alpha 2/\alpha 1$	0,35
Hauteur des bobines HTc	$h1$	50 mm
Hauteur des bobines d'induit	$h2$	40 mm

Tableau V-2 : Caractéristiques du moteur étudié

Couple en fonction de la polarité :

La Figure V-5 montre l'évolution du couple de décrochage en fonction de la variation du nombre de paires de pôles.

Les deux courbes ci dessous sont semblables à celles qu'on obtiendrait pour un moteur synchrone à pôles saillants de construction classique.

Nous remarquons que le moteur à inducteur à noyau ferromagnétique développe un couple environ deux fois plus élevé que celui du moteur à air, l'apport du noyau ferromagnétique sur le couple est donc très significatif. Le couple maximum développé par les deux structures d'inducteurs est obtenu pour une polarité $p=4$ paires de pôles.

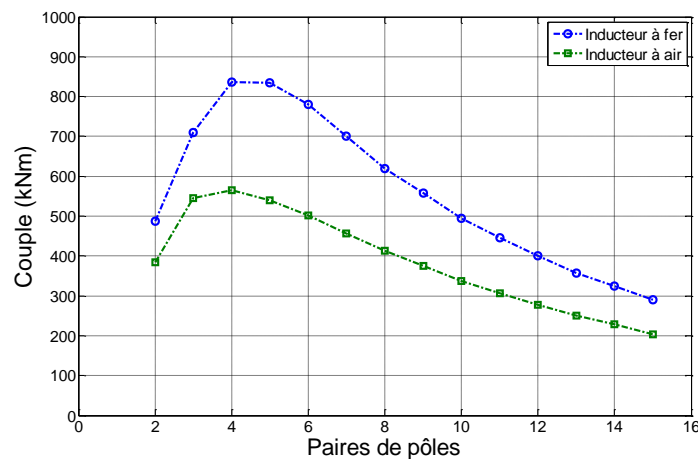


Figure V-5 : Couple en fonction du nombre de paires de pôles

Couple et longueur de fil en fonction de la polarité :

Nous présentons sur la Figure V-6, l'évolution de la longueur de fil HTc et le couple du moteur à noyau ferromagnétique en fonction du nombre de paires de pôles. Nous remarquons que la quantité de fil supraconducteur décroît avec la polarité, tandis que le couple présente un maximum à $p=4$ avant de commencer à décroître aussi (comme évoqué précédemment).

D'après cette courbe, le choix d'une forte polarité permettra de réduire cette longueur de fil, cependant ceci ne doit pas se faire au détriment du couple. Les polarités $p=4$, $p=5$ et $p=6$ sont un bon compromis entre la longueur de fil et le couple pour une utilisation optimale du conducteur HTc.

Notons au passage qu'il y a d'autres paramètres, contraignant pour les moteurs HTc, qui ne sont pas considérés dans cette étude. Par exemple, le rayon de courbure des enroulements HTc qui dépend de la polarité et des angles d'ouverture.

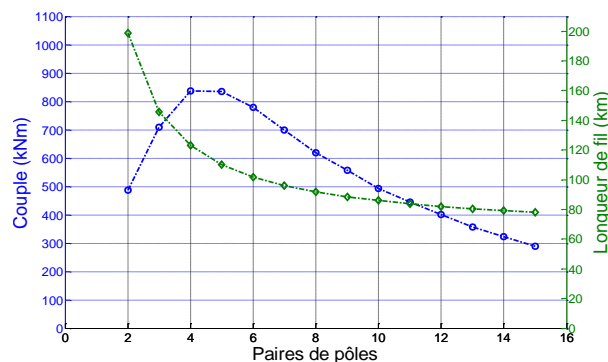


Figure V-6 : Couple et longueur de fil en fonction de la polarité

b. Influence des paramètres géométriques

L'objectif étant de trouver la structure la plus optimale en termes de couple et d'utilisation économique du fil HTc, nous faisons varier les cinq paramètres choisis pour l'étude sur des plages définies. Les cinq variables géométriques sont limitées par des valeurs minimales et maximales. Ils varient dans un intervalle régulier échelonné sur cinq points. Ces intervalles de variation des différents paramètres sont indiqués sur le Tableau V-3. Pour chaque type de structure d'inducteur : que ce soit à air ou à fer, le nombre de moteurs à considérer pour le calcul est de $5^5 = 3125$ moteurs. A titre indicatif, le temps de calcul moyen est d'environ 15 secondes/moteur, ce qui fait donc 13 heures pour l'ensemble des 3125 moteurs.

Nous avons retenu une polarité de 8 pôles ($p=4$), la polarité optimale qui maximise le couple pour effectuer ces simulations.

Par ailleurs, les simulations sont réalisées à encombrement constant. La longueur de fer (utile) est fixée à $L_u = 700 \text{ mm}$, et le diamètre extérieur est fixé à $D_{ext} = 2500 \text{ mm}$. De plus, la densité de courant des bobinages d'induit est fixée à 4 A/mm^2 .

Paramètres		
Diamètre d'alésage induit	Ra	[600mm 1800mm]
Angle d'ouverture des bobines (p=4)	$\alpha 1$	45° x [0.1 0.9]
Angle d'ouverture du noyau ferromagnétique/ Angle d'ouverture des bobines	$\alpha 2/\alpha 1$	[0.1 0.9]
Hauteur des bobines HTc	$h1$	[10mm 50mm]
Hauteur des bobines d'induit	$h2$	[10mm 40mm]

Tableau V-3 : Intervalles de variation des cinq paramètres

Les « meilleures » configurations en termes de couple :

Inducteur en fer :

L'analyse des résultats de simulation montre que la machine développant le couple maximum est obtenue pour une hauteur maximale des bobines HTc de 50 mm et une hauteur des bobines d'induit de 40 mm. Le couple évolue proportionnellement dans l'intervalle de variation de ces deux paramètres, cependant le rayon d'alésage n'est pas à sa valeur maximale ($Ra = 1875$ mm) en partie à cause de la saturation de la culasse statorique. Ce rayon d'alésage permet d'avoir une culasse d'une hauteur d'environ 20% du diamètre extérieur de la machine, cette hauteur de culasse permet de canaliser le flux dans de bonnes conditions. La Figure V-7 montre une carte du champ de cette « meilleure » configuration, le niveau d'induction dans la culasse statorique est d'environ 2 Tesla.

En ce qui concerne les angles d'ouverture, l'ouverture des bobines du pôle prend la valeur maximale de l'intervalle, c.-à-d. : $45^\circ \times 0,9 = 40,5^\circ$ et le rapport $\alpha 2/\alpha 1$ est de 0,3. La longueur de fil supraconducteur est de 124 km, et la densité de courant critique est de : $Jc = 87,5 \text{ A/mm}^2$. Un résumé de ces valeurs optimales qui donnent la « meilleure » configuration pour une structure à noyau ferromagnétique est présenté sur la Figure V-7.

Paramètres

Couple	965 kNm
Jc	87,5 A/mm²
Longueur fil HTc	124 km
Ra	1500 mm
$\alpha 1$	$45^\circ \times 0.9 = 40.5^\circ$
$\alpha 2/\alpha 1$	0.3
$h1$	50 mm
$h2$	40 mm

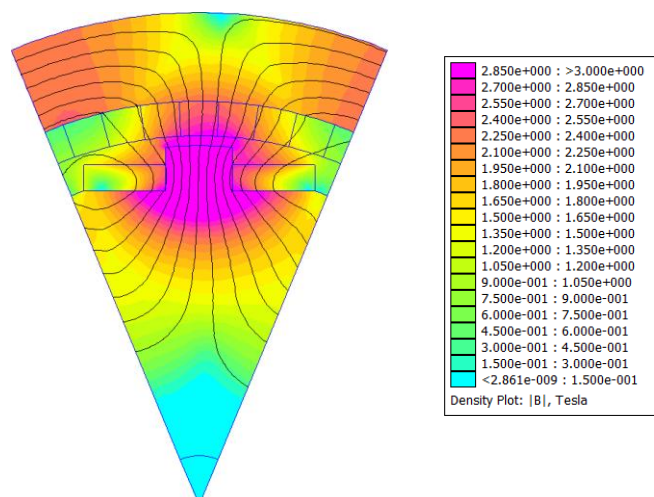


Figure V-7 : Meilleure configuration de la structure à noyau ferromagnétique

Inducteur à air :

En ce qui concerne le moteur à air, la « meilleure » machine en termes de couple est obtenue pour une hauteur maximale des bobines HTc (50 mm) et des bobines d'induit (40 mm). De la même manière que l'inducteur à noyau ferromagnétique, nous constatons que le couple évolue proportionnellement dans l'intervalle de variation de ces deux paramètres. Aussi, l'angle d'ouverture des bobines HTc est au maximum de l'intervalle, tandis que le rapport α_2/α_1 est au minimum ($\alpha_2/\alpha_1 = 0,1$). Cette configuration nécessite une longueur de fil de 142 km (supérieure à la machine en fer), et une densité de courant critique de 82 A/mm².

En résumé, le couple maximal est obtenu pour une section maximale des bobines HTc. Ceci s'explique par le fait que, dans une machine à inducteur à air, le couple produit par le moteur est dû aux forces de Laplace sur les bobinages HTc (**JAB**).

Paramètres

Couple	563 kNm
J_c	82 A/mm²
Longueur fil HTc	142 km
R_a	1560 mm
α_1	45° x 0.9 = 40.5°
α_2/α_1	0.1
h_1	50 mm
h_2	40 mm

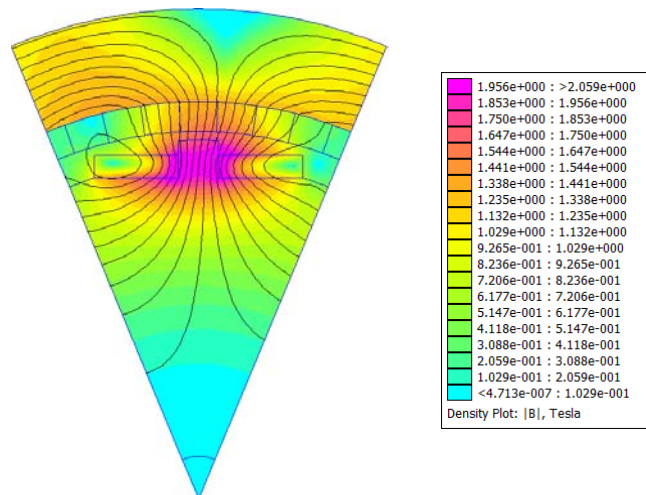


Figure V-8 : Meilleure configuration de la structure à air

Influence du rapport α_2/α_1 :

D'après l'analyse des deux configurations précédentes qui offrent un couple maximal, le rapport α_2/α_1 a une influence importante sur le couple et la quantité de fil supraconducteur. Tandis que les autres paramètres sont proportionnels au couple et arrivent en buté (sont au maximum de leurs valeurs). Pour évaluer l'influence de ce paramètre, nous nous sommes alors intéressés à l'évolution du couple et de la longueur de fil supraconducteur en fonction de α_2/α_1 , Figure V-9. Les caractéristiques des deux moteurs choisis pour l'étude sont les « meilleures » configurations présentées précédemment.

Tout d'abord, nous observons que le couple développé par la machine est quasi-constant au début de la courbe, avant de commencer à diminuer lentement à partir de $\alpha_2/\alpha_1 = 0,3$ jusqu'à 0,7, à la fin, cette décroissance devient plus forte. On observe que le couple du moteur à air subit une baisse régulière en fonction de ce paramètre. Pour expliquer ce comportement, nous pouvons évoquer deux hypothèses :

- La forte saturation du circuit magnétique des deux machines : culasse au stator et noyau ferromagnétique (la section du noyau est plus réduite pour des faibles valeurs du α_2/α_1)

- L'amélioration de la densité de courant critique J_c , la Figure V-10 illustre l'évolution de J_c en fonction α_2/α_1 . Cette augmentation de J_c est plus importante pour le moteur à air (de 82A/mm² à 108A/mm²).

En ce qui concerne la longueur de fil, celle-ci diminue linéairement par rapport à α_2/α_1 , elle passe de 145 à 20 km.

Nous pouvons observer sur la figure II-9 que la longueur de fil (courbe verte) décroît fortement par rapport aux deux autres courbes tracées sur le graphique, qui présentent l'évolution du couple en fonction de l'angle d'ouverture, pour les deux structures des moteurs étudiés.

Ainsi, nous pouvons observer pour le cas d'un moteur en fer avec un angle d'ouverture de 0.7, le couple a diminué de 10% tandis que la longueur de fil HTc a baissée de plus de 60%.

En somme, il est préférable de choisir des angles d'ouverture grands (proche de 0,7) afin de minimiser la diminution du couple et réduire de la longueur de fil Htc.

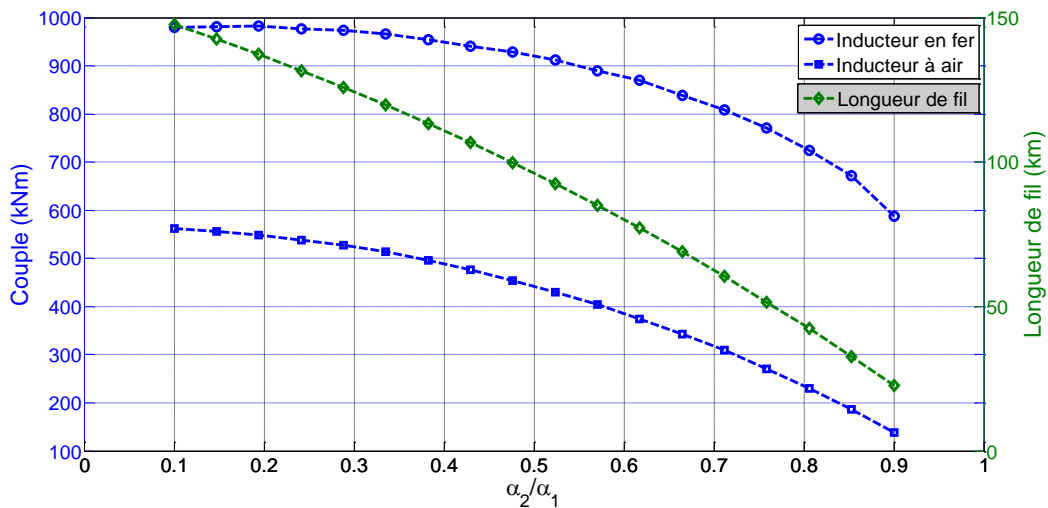


Figure V-9 : Couple et longueur de fil en fonction du α_2/α_1

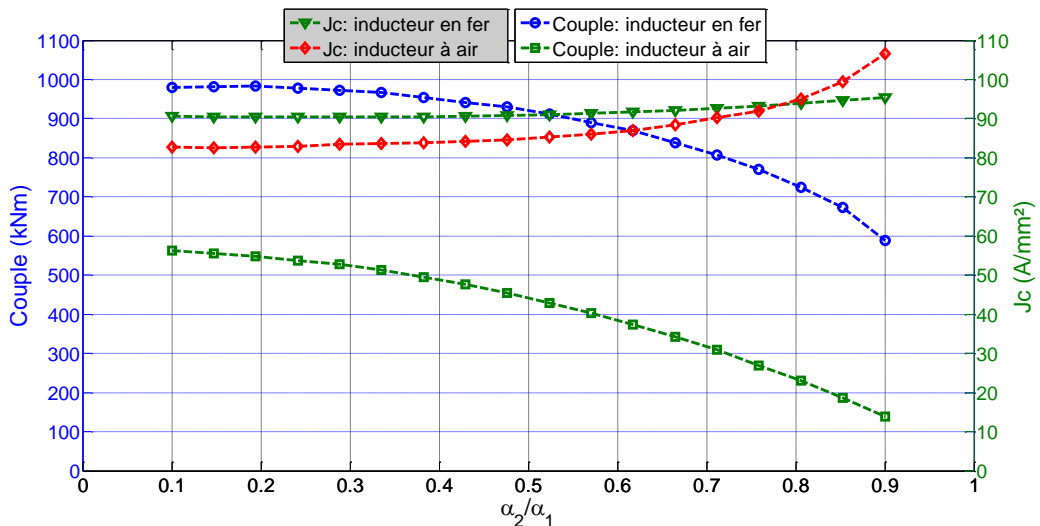


Figure V-10 : Densité de courant J_c en fonction de α_2/α_1

6. Discussion et conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à une étude paramétrique par la méthode des éléments finis de la machine synchrone à inducteur supraconducteur HTc et à induit avec des bobinages dans l'entrefer. Ce travail avait pour but de dégager des tendances afin d'utiliser d'une manière optimale le fil supraconducteur.

Cette démarche de pré-dimensionnement nous a permis de mettre en évidence les aspects suivants :

- Le couple présente un maximum pour une polarité $p=4$ et la longueur de fil décroît avec la polarité. Les polarités $p=4$, $p=5$ et $p=6$ sont un bon compromis entre la longueur de fil et le couple.
- Les moteurs disposants d'un inducteur en fer développent un couple deux fois plus important qu'un inducteur à air pour la même quantité de fil HTc. L'apport du noyau ferromagnétique sur le couple est donc significatif. L'emploi de fer dans un inducteur utilisant des enroulements HTc aide à réduire considérablement la quantité de fil supraconducteur. Cependant, l'augmentation de la masse du rotor due à la présence du fer n'est pas à négliger. Un rotor lourd nécessitera un temps de refroidissement très long, ce qui peut être un inconvénient majeur pour les applications embarquées (pour une machine 10MW-200tr/min, le temps estimé de refroidissement est de plusieurs mois).
- Le couple maximal est obtenu pour une ouverture maximale des bobines HTc.
- Choisir l'ouverture du noyau ferromagnétique sur l'ouverture des bobines HTc proche de 0,7, permet d'avoir un couple acceptable et une quantité de fil HTc relativement réduite.

Pour la suite de ce travail, une étude des autres topologies d'inducteurs possibles permettra de définir des structures d'inducteurs qui nécessitent moins de fil HTc, tout en fournissant d'importants couples massiques et volumiques.

II. Réalisation d'un inducteur de machine supraconductrice-Projet REIMS

1. Description et objectifs

La société **JEUMONT ELECTRIC** est un leader incontesté de la technologie des machines à aimants permanents, avec une expérience prouvée et reconnue. Ces machines à aimants permettent d'atteindre des hauts niveaux de performances, notamment en termes de compacité et de discrétion acoustique. Avec l'apparition des matériaux supraconducteurs, les moteurs et les alternateurs supraconducteurs sont des alternatives intéressantes à ces solutions classiques, ces dispositifs supraconducteurs permettent d'obtenir des puissances et des couples massiques et volumiques très élevés.

Dans ce contexte, JEUMONT ELECTRIC souhaite être confrontée aux difficultés techniques et scientifiques des dispositifs et acquérir le savoir faire dans le domaine de la conception des moteurs HTc. La participation active de JEUMONT ELECTRIC dans le projet REIMS (*REalisation d'un Inducteur de Machine Supraconductrice*) s'inscrit dans cet engagement. Ce projet est financé par l'Agence Nationale de la Recherche (ANR) dans le cadre du programme *Blanc 2010*. Il a pour but de réaliser deux pôles de moteurs supraconducteurs, l'un avec un fil supraconducteur (enroulement de l'inducteur), l'autre avec des pastilles supraconductrices aimantées. Par conséquent, une étude comparative des deux structures est envisagée par la suite.

Ce projet de recherche industrielle est articulé en deux volets : une démarche très concrète qui vise à intégrer des éléments supraconducteurs suivant des spécifications précises dans un moteur électrique cible pré dimensionné dans un but de démonstration et de validation, puis, une démarche prospective qui vise à exploiter ces résultats sur des dispositifs de plus grande dimension. Ces démarches visent aussi à évaluer le potentiel des matériaux et leurs impacts sur les topologies des machines électriques tournantes et les systèmes de cryogénie associés.

Dans ce qui suit, nous nous focalisons sur le pôle inducteur à enroulement supraconducteur. D'abord, nous commencerons par présenter les caractéristiques du moteur cible, ainsi que les différents choix du dimensionnement. Ensuite, nous détaillerons les caractéristiques du pôle inducteur et les différentes contraintes de sa structure.

2. Partenaires

Ce projet réunit trois partenaires autour de leurs domaines de compétences. Ce partenariat est multidisciplinaire et rassemble les différents points de vue des chercheurs universitaires et industriels. Ces partenaires sont :

Laboratoire GREEN :

LE GREEN est le laboratoire qui porte ce projet, la coordination de projet est donc assurée par une équipe du GREEN sous la direction du Pr. Jean LEVEQUE.

Le GREEN possède des compétences dans les machines supraconductrices qui datent de plus de 30 ans, et dans les actionneurs électromagnétiques de manière générale, et aussi dans la caractérisation et la modélisation des supraconducteurs. Les chercheurs du GREEN interviennent sur la caractérisation électrique, magnétique et thermique et la modélisation des aimants supraconducteurs. Dans le but de maîtriser la distribution du champ électrique et de la densité de courant dans des supraconducteurs massifs soumis à une aimantation. Aussi, développer des techniques d'aimantations et de mesures de pertes dans les supraconducteurs massifs.

CRETA :

Le CRETA (*Consortium de Recherche pour l'Emergence de Technologies Avancées*) est une unité de service du CNRS. Elle possède un savoir-faire dans l'élaboration de matériaux fonctionnels (supraconducteurs, verres métalliques, matériaux à propriétés magnétiques, ...etc). Le CRETA se place au meilleur plan international dans l'élaboration du matériau supraconducteur HTc $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_x$ (YBCO) sous forme massive, notamment, dans la fabrication de grands mono-domaines (10 cm).

Dans le cadre de ce projet, le CRETA a pour mission la fabrication de lots reproductibles de matériaux supraconducteurs massifs texturés adaptés aux exigences d'un moteur électrique de plusieurs mégawatts. Ces matériaux sont imprégnés pour les renforcer mécaniquement et assurer une stabilité thermique. Dans un premier temps, des mono-domaines « standards » seront fournis.

JEUMONT ELECTRIC :

Responsable du dimensionnement final du moteur cible, de la réalisation de différentes spécifications liées aux différents approvisionnements. En particulier, le choix du fil supraconducteur, la réalisation des bobines HTc et la conception du circuit magnétique du pôle. L'assemblage complet du pôle sera fait dans les locaux de JEUMONT ELECTRIC - Nord. Le choix du système cryogénique sera déterminé avec l'aide du GREEN. Le projet sera finalisé par le test des performances des différentes structures de pôle.

3. Dimensionnement et caractéristiques du moteur cible

La machine présentée dans cette section servira de base pour la réalisation du pôle inducteur, qui est prévue dans le projet REIMS. Ses caractéristiques sont une puissance de 5 MW à une vitesse de 200 tr/min, soit un moteur développant un couple de 238 kNm.

Spécifications du moteur	
Puissance	5 MW
Vitesse	200 tr/mn
Rendement	> 96%

Tableau V-4 : Spécifications du moteur cible

a. Choix des paramètres fondamentaux

Pour dimensionner le moteur cible, nous avons adopté la démarche présentée dans la première partie de ce chapitre. C'est-à-dire, la recherche d'une configuration optimale en termes de couple et la longueur de fil supraconducteur. Pour cela, la polarité qui est retenue est $2p=12$ pôles. L'inducteur est à pôles saillants avec un épanouissement. Nous choisissons une ouverture des bobines polaires sur le pas polaire égale à 0,9, et une ouverture de noyau ferromagnétique de 0,7. L'induit est à air, nous avons pris d'une manière classique, un bobinage triphasé à double couche à pas diamétral (non raccourci), comportant 4 secteurs identiques, chaque secteur comprend 2 pôles sous 18 encoches. Pour les calculs, nous avons considéré une densité de courant au stator $J_s = 4 \text{ A/mm}^2$ et un coefficient de remplissage d'encoche de 0,6.

Pour déterminer les paramètres fondamentaux de la machine, nous avons utilisé un calcul par éléments finis magnéto-statiques 2D, en prenant en compte la saturation du fer. Ce dimensionnement est effectué en cherchant un compromis entre les objectifs suivants :

- Diminution du volume de la machine
- Respecter l'objectif de rendement

Matériau HTC :

Il existe trois matériaux potentiels pour ce projet : l'YBCO, le BSCCO et le MgB2. Le choix s'est porté sur le BSCCO en raison de sa disponibilité et de sa fiabilité avérée dans la construction des moteurs supraconducteurs, et de satisfaire les contraintes pour produire un champ magnétique de 2 Tesla dans l'entrefer à une température de fonctionnement de 30 Kelvin. Les spécifications de ce matériau sont :

Ruban BSCCO	
Densité courant à 30 Kelvin et 2 Tesla	140 A/mm ²
Contrainte sur fil admissible	>120 MPa
Rayon de courbure	> 70 mm

Tableau V-5 : Spécifications du ruban BSCCO

b. Résumé des caractéristiques du moteur

Les paramètres dimensionnant de la machine retenue pour ce projet, sont présentés sur le Tableau V-6. Le moteur offre une densité de couple volumique de 105 kNm/m^3 . La configuration de cette machine nécessitera environ 42 km de fil supraconducteur (ruban avec des dimensions : 4.5 mm x 0.22 mm), ce qui fera donc 3,5 km par pôle.

Puissance	5 MW	Fil HTc	Bi-2223
Vitesse	200 tr/min	Refroidissement de l'induit	Liquide (eau)
Rendement	96%	Cryogénie	30 K
Paires de pôles	6	Poids	12.8 tonnes
Tension nominale	3 kV	Dimensions ($D_{\text{ext}} \times L$):	1.9m x 0.8m
Nombre de phases	3	Puissance volumique	2.2 MW/m^3
Fréquence	20 Hz	Couple volumique	105 kNm/m^3
Facteur de puissance	1	Application	Marine

Tableau V-6 : Résumé des caractéristiques du moteur retenu

En considérant les caractéristiques du ruban BSCCO, fournies par SUMITOMO [NKKY11, TJSK06], on estime le courant critique I_c du pôle à environ 120 A à 30 Kelvin en fonctionnement nominal. En prenant une marge de sécurité de 30% sur le courant critique I_c , le courant nominal d'excitation sera alors de 80A. Ce coefficient de sécurité est introduit pour compenser les éventuels dysfonctionnements du système de refroidissement, qui conduiraient à des dommages sur les bobines. De plus, ce coefficient est justifié par le fait que le courant critique des bobines est influencé par la réaction d'induit. La Figure V-11 montre la variation de courant critique des bobines en fonction de l'angle interne mécanique. Cette variation est d'environ 6%, la marge de sécurité considérée est donc suffisante.

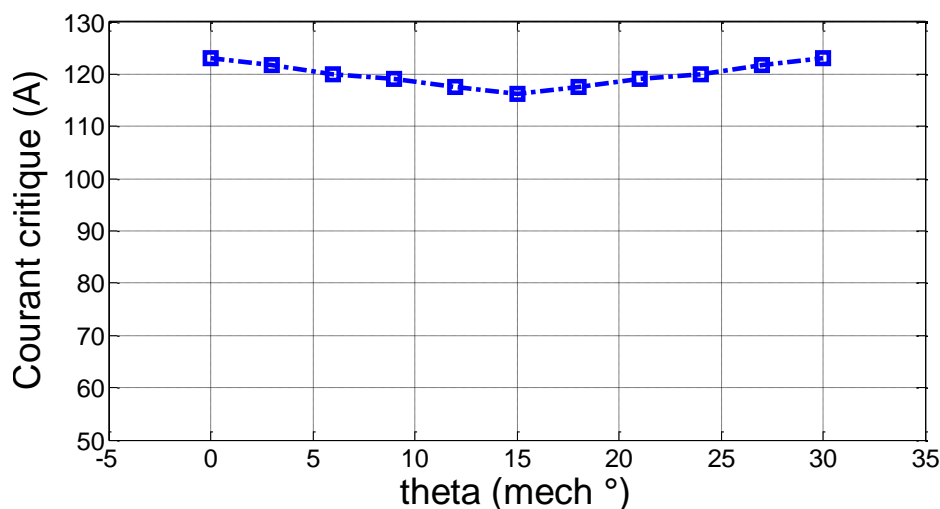


Figure V-11 : Courant critique en fonction de l'angle interne

La Figure V-12 (gauche) montre la distribution du champ magnétique dans la machine, lors d'un fonctionnement nominal en charge. La courbe à droite, présente la répartition spatiale de l'induction radiale à vide dans l'entrefer sous une paire de pôles (courants d'induits nuls).

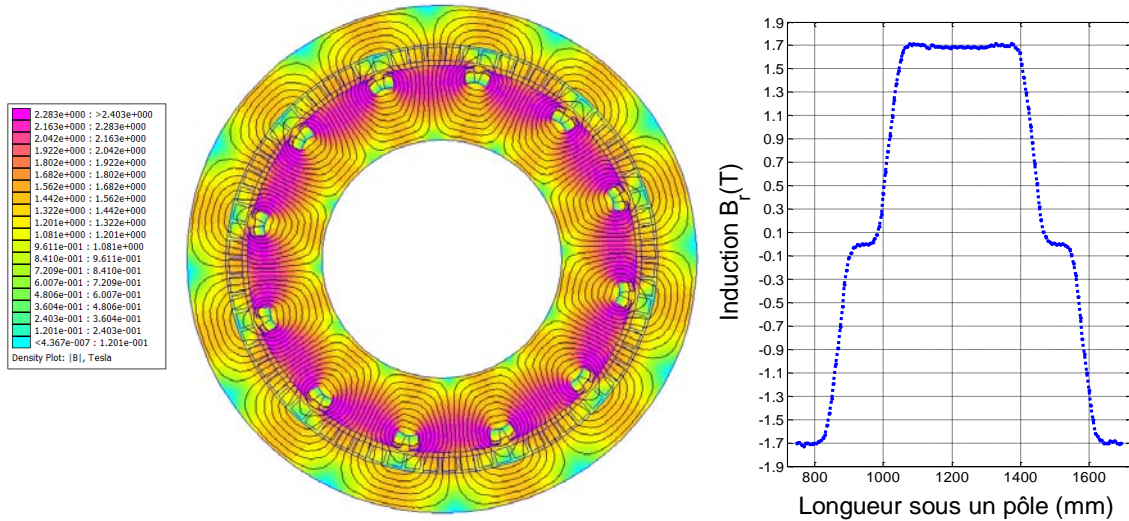


Figure V-12 : (gauche) Coupe droite du moteur cible, (droite) induction radiale dans l'entrefer

Couples dynamique et statique :

Pour le moteur cible, nous avons tracé sur la Figure V-13 la courbe de variation du couple statique en fonction de l'angle interne (obtenue en variant la position du rotor et à courant d'excitation constant $I_c = 80A$). Le couple maximal développé par le moteur est de 330 kNm.

La Figure V-14 (gauche) montre le tracé du couple instantané (obtenue en variant la position du rotor et en gardant l'angle interne constant), et la Figure V-14 (droite) montre sa décomposition *harmonique* en série de Fourier, ce graphique montre que, à part la présence de l'harmonique de rang 6 (environ 1%), les ondulations du couple sont très faibles. Ceci est dû principalement au bobinage dans l'air (sans dents ferromagnétiques), qui permet de bien filtrer les harmoniques d'espace, mais aussi, à la taille de l'entrefer (2cm) qui contribue également à réduire la pollution harmonique.

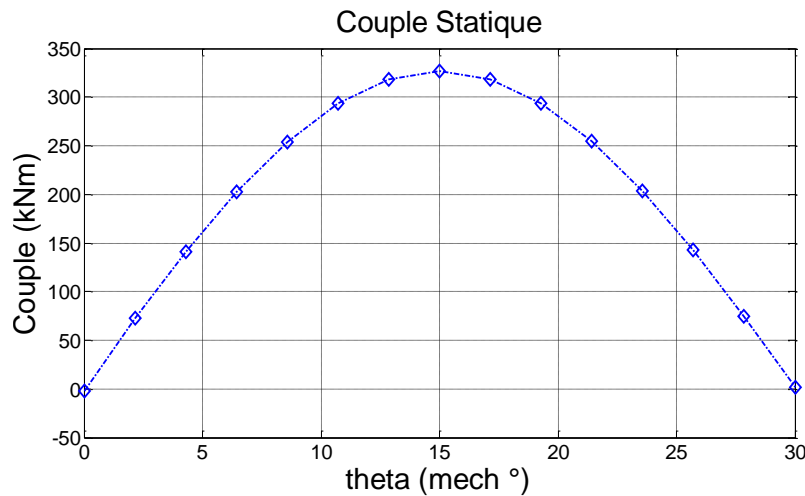


Figure V-13 : Couple statique du moteur cible

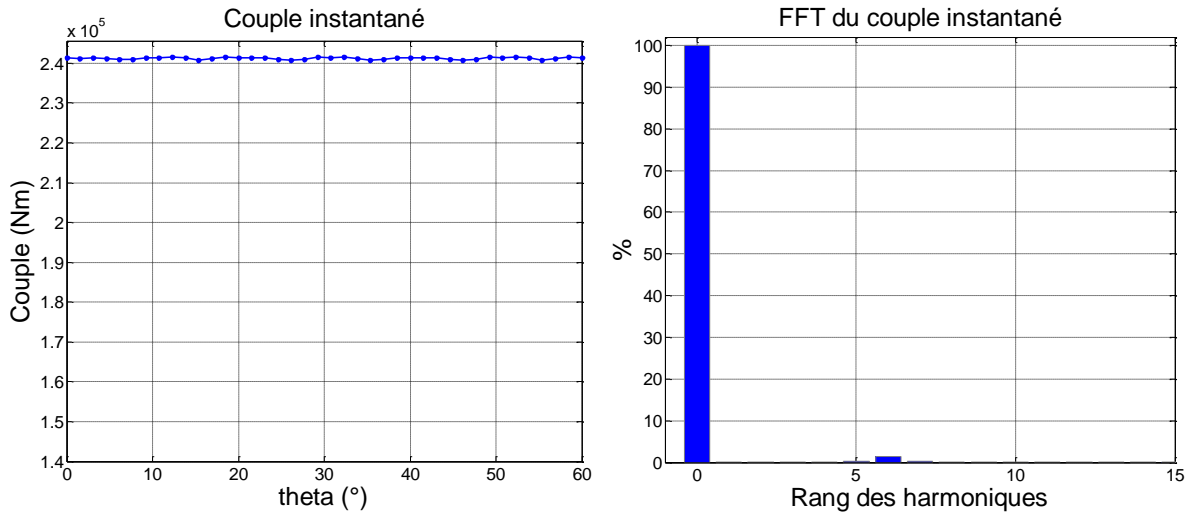


Figure V-14 : (gauche) Couple dynamique du moteur, (droite) Décomposition harmonique du couple dynamique

4. Conception d'un pôle supraconducteur

L'objectif principal, de cette conception, est de réaliser un pôle représentatif de la machine cible. Le pôle à enroulement supraconducteur HTc sera donc une partie de cette machine, la Figure V-15 montre la forme du circuit magnétique à réaliser. Les bobinages statoriques ne seront pas représentés sur cette structure du pôle. Pour approcher au mieux le comportement magnétique du moteur cible, notamment la réaction d'induit sur le courant critique des bobines HTc, nous introduisons un plot ferromagnétique dans l'entrefer. Ce dernier est mobile et prend plusieurs positions dans l'entrefer, son influence est présentée dans la section ci-dessous.

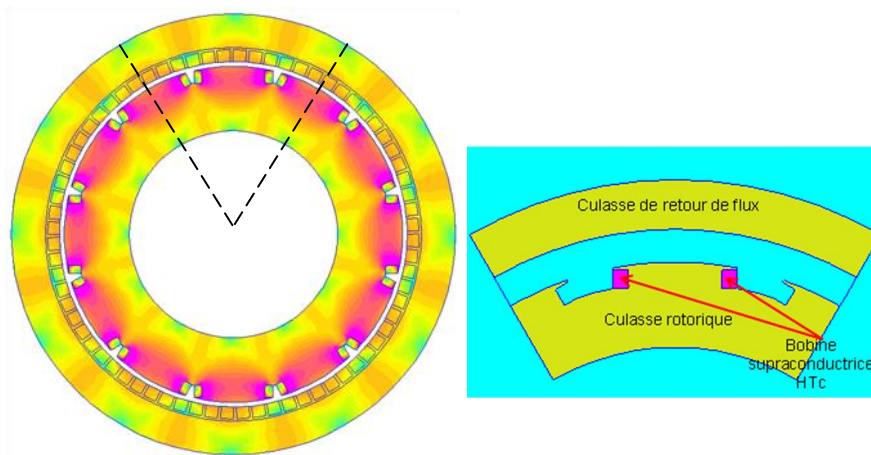


Figure V-15 : Vue schématique du pôle à réaliser

a. Composition de la structure

Le pôle supraconducteur se compose de la manière suivante :

- Un élément supraconducteur : des bobines HTc dans notre cas (ou supraconducteurs massifs en un seul bloc ou fractionnés, pour le pôle à aimant supraconducteur massif)
- Un support qui servira au maintien des parties supraconductrices (composite en fibre de verre),
- Une partie ferromagnétique afin de boucler les lignes de champs,
- Une enceinte cryogénique,
- Un système de refroidissement

La partie froide (qui sera à 30K) comprend la culasse rotorique et les bobines supraconductrices HTc. La culasse de retour de flux statorique et le plot ferromagnétique sont à la température ambiante (300K). Afin de réaliser ce projet, la structure suivante est adoptée :

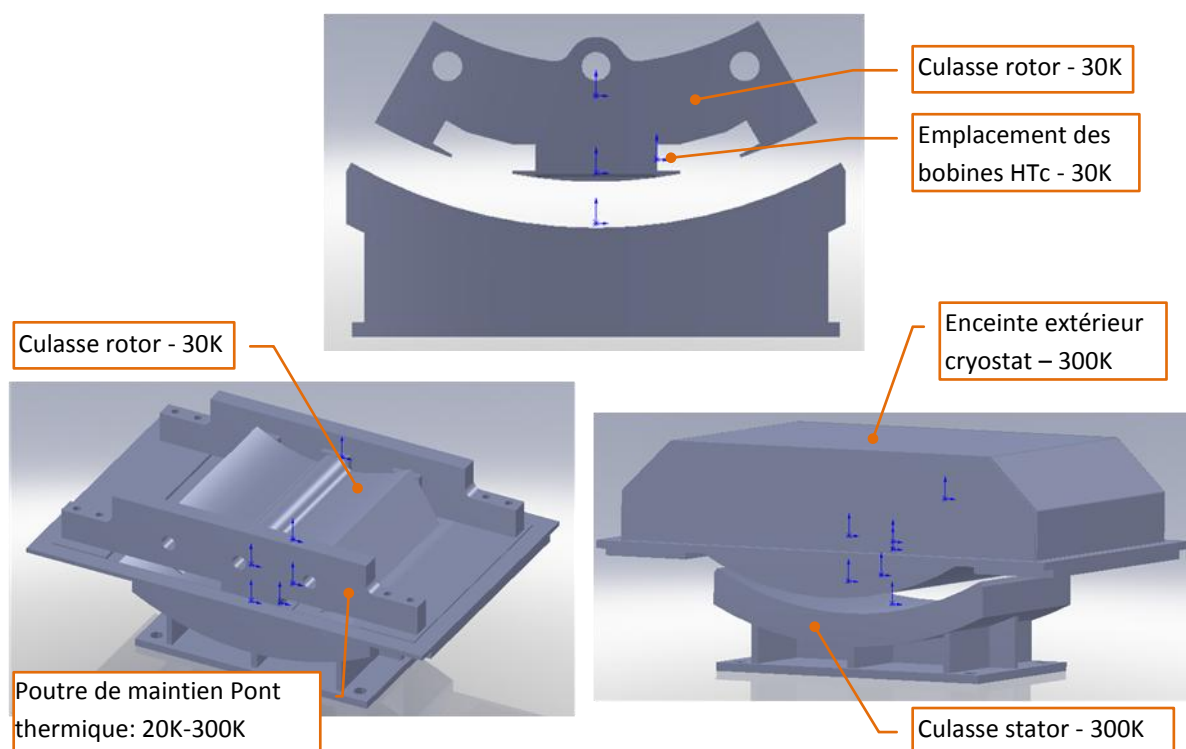


Figure V-16 : Composition de la structure

b. Etude du pôle et de la structure

Courbe U-I et pertes :

La cherté des matériaux supraconducteurs nous a conduit à réduire la quantité de fil supraconducteur, par rapport à celle de projet initial (le prix du BSCCO varie énormément à cause des fluctuations du prix de l'argent Ag sur les marchés). Les spécifications des bobines composant le pôle sont un empilage de 5 doubles bobines sous forme de galettes « pancake ». Ces dernières sont constituées de 240 tours chacune, et d'une longueur de 480 mètres de fil HTc. La longueur totale de fil est de 2,4 km. Les caractéristiques des bobines HTS sont données dans le Tableau V-7, ainsi qu'une vue 3D des bobines.

Spécifications des bobines HTc	
Nombre de tours	240 tours
Longueur de fil par bobine	480 mètres
Nombre de bobines	5
Longueur totale	2.4 kilomètre
Courant nominal (à 2 T, 30 K)	80 A
Courant critique d'une bobine	>100 A

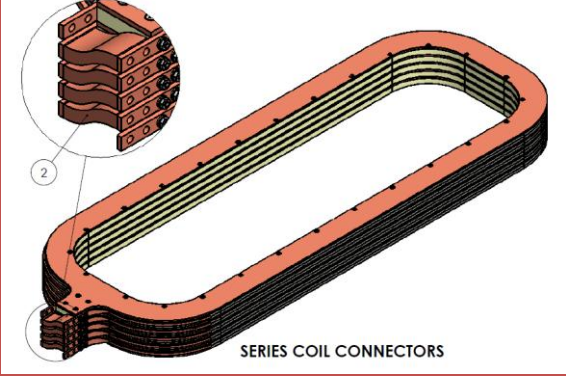


Tableau V-7 : Spécifications des bobines HTc

L'intégration d'un plot ferromagnétique dans l'entrefer permet de perturber le champ magnétique autour des bobines, et d'avoir plusieurs cartes de champ magnétique. L'étude de l'influence de cette variation de champ magnétique sur les caractéristiques des bobines (courant critique), permettra de valider les outils et les modèles de calcul. Pour illustrer l'influence de la position du plot, nous montrons sur la Figure V-17, la variation de l'induction radiale dans l'entrefer en fonction de la position du plot, ces courbes montrent l'allure de l'induction radiale pour trois positions : 5°, 20° et 25°.

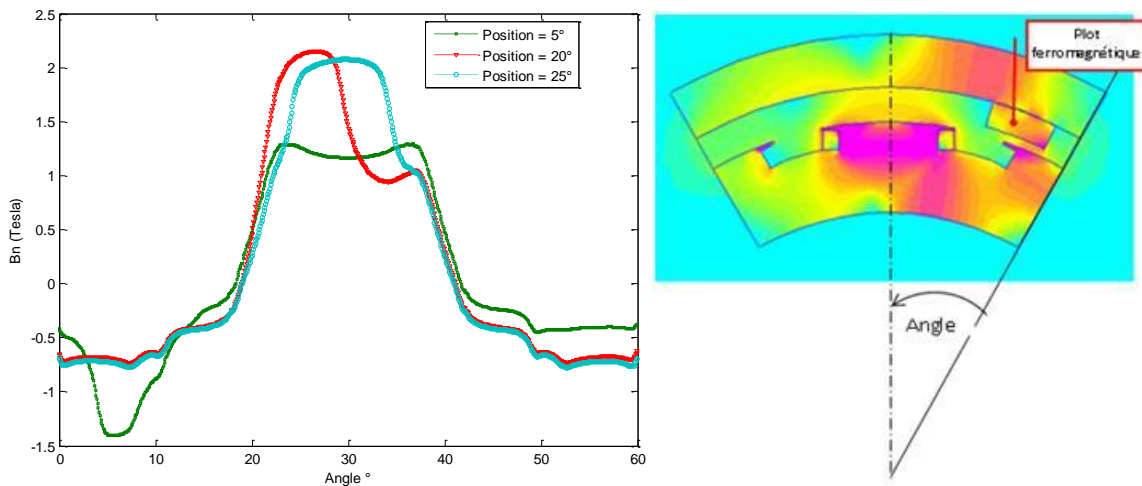


Figure V-17 : (gauche) Induction radiale dans l'entrefer, (droite) Sens de rotation du plot ferromagnétique

Aussi, nous montrons sur la Figure V-18 les courbes tension-courant (U-I) du pôle, somme des cinq doubles bobines, en fonction de la position de plot. De la même manière, ces courbes sont tracées pour trois positions : 5°, 20° et 25°.

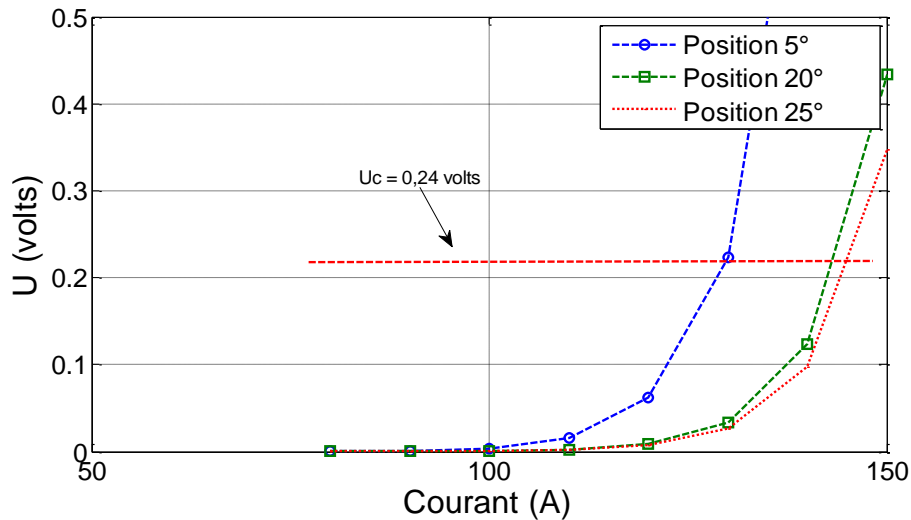


Figure V-18 : Courant critique du pôle en fonction de la position du plot ferromagnétique

Cryogénie et échanges thermiques :

Le but de cette section est de présenter quelques éléments concernant la partie cryogénique du projet REIMS. Un des défis techniques étant que les enroulements supraconducteurs doivent être refroidis à quelques dizaines de Kelvin et relier, pour transmettre le couple, à l'environnement extérieur à la température ambiante. Ceci, bien évidemment, avec le minimum de pertes thermiques.

Tout d'abord, il faut évaluer les différents échanges thermiques de la structure pour dimensionner le système de production de froid. Les apports en chaleur de l'extérieur dépendent des trois principaux types de transferts thermiques : conduction, convection et rayonnement.

Pertes par rayonnement :

L'ensemble de la partie froide rayonne vers l'extérieur. La loi de Stefan-Boltzmann permet de quantifier ce flux thermique :

$$\Phi = f_s S \varepsilon \sigma (T_2^4 - T_1^4) \tag{V.2}$$

Avec : $\sigma = 5,67 \cdot 10^{-8} \text{ Wm}^{-2}\text{K}^{-4}$ (constante), ε : émissivité du matériau qui est fixée à 0,15 dans notre cas. S : est la surface d'échange en m^2 . La forme de la structure rend la définition de cette surface difficile, on introduit alors un facteur de forme f_s qui dépend de la forme de la structure.

On limite ces pertes en rajoutant des écrans réflecteurs, appelés super isolant. Une dizaine de couche suffisent pour atténuer les échanges d'une manière conséquente. Les pertes sont évaluées à : 2 Watts

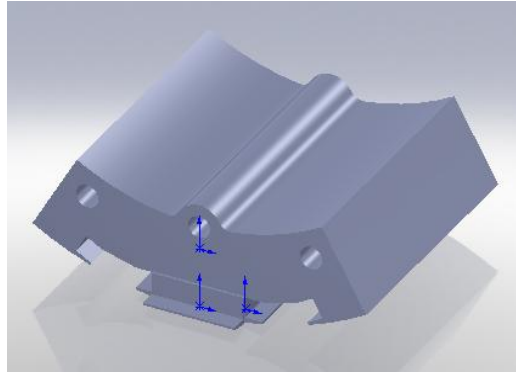


Figure V-19 : Surface rayonnante

Pertes par conduction :

Les pertes par conduction sont principalement situées au niveau des supports (x2) de maintien. Ils constituent la partie la plus importante des pertes thermiques de la structure. La loi de Fourier permet de quantifier ces échanges :

$$\Phi = \frac{S}{L} \int_{30K}^{300K} k(T) dT \quad (V.3)$$

Le terme $\int_{30K}^{300K} k(T) dT$ représente l'intégrale de la conductivité thermique du matériau, les composites à base de fibre de verre offrent des conductivités thermiques très faibles. S et L représentent respectivement la surface et la longueur d'échange. Pour réduire les pertes, il faut augmenter la longueur L parcourue par le flux de chaleur et diminuer la surface d'échange S . Nous montrons sur La Figure V-20 la partie de la structure où se produisent les pertes par conduction, ainsi qu'une image de flux thermique. Ces pertes sont évaluées à environ 15 Watts.

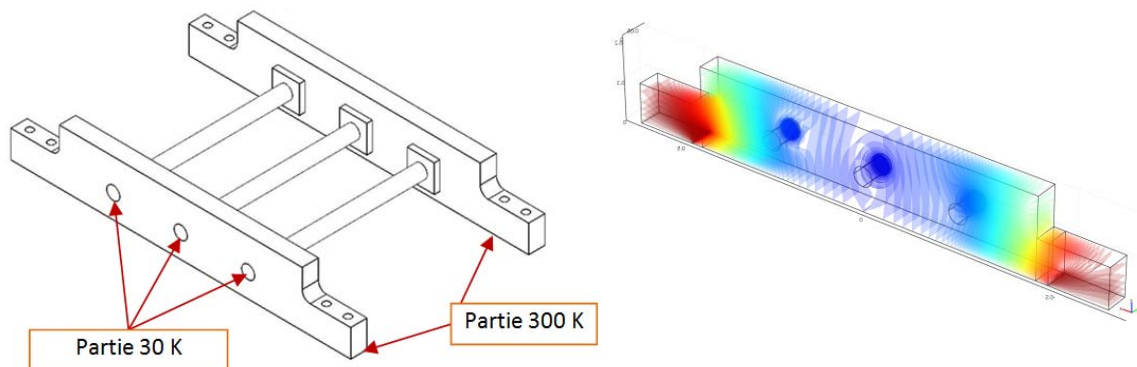


Figure V-20 : (gauche) Support du maintien de la structure, (droite) une image de flux thermique par conduction

Autres pertes

Les pertes par convection sont un autre type d'échange thermique de la structure, en réalisant un vide secondaire (10^{-7} mbars) dans l'enceinte intérieure, les échanges par convection sont quasiment nuls. Aussi, les amenées de courant qui servent à alimenter les bobines produisent des pertes joules (RI^2) et des pertes par conduction. Ces deux formes de pertes dépendent de

la section et de la longueur de l'amenée, et ils évoluent inversement au rapport $\frac{S}{L}$. Nous utilisons des amenées de courant spécialement conçues et optimisées pour minimiser ces pertes.



Figure V-21: Exemple d'une amenée de courant

Système de production de froid :

La production du froid sera assurée par un cryoréfrigérateur (*cryocooler*). Il existe plusieurs types de machines qui se différencient par le cycle thermique employé (Sterling, Gifford Macmahon, Pulse tube...etc). Ces machines cryogéniques sont définies par des courbes de puissance en fonction de la température. Elles se composent de deux parties différentes : la tête froide et le compresseur.

Etant donné que la température de fonctionnement prévue est de 30 K, les cryoréfrigérateurs qui présentent des bons rendements à ces températures sont les Gifford MacMahon. Dans le cadre de ce projet, le choix s'est porté sur la gamme développée par l'entreprise américaine CRYOMECH.

Type de refroidissement :

Pour refroidir le pôle inducteur, il faut extraire les différentes pertes et transmettre le froid au sein de la structure. Pour cela, il y a deux options de refroidissement : conduction ou convection.

Système par conduction (contact direct) :

Ce système consiste à poser la tête froide de cryoréfrigérateur directement sur la zone à refroidir, l'échange se fait par conduction. Celui-ci, présente l'avantage d'être simple à mettre en œuvre et ne nécessite pas de liquide cryogénique. Cependant, le refroidissement étant limité par la surface d'échange, le temps de refroidissement est donc relativement long.

Système par convection (circulation d'hélium) :

Ce système consiste à faire circuler un gaz d'hélium par une pompe cryogénique (pompe adaptée aux basses températures). Ce gaz est refroidi préalablement par un échangeur froid. Le gaz circule autour de la structure dans une conduite fermée et hermétique, l'échange se fait par convection. Ce système présente l'avantage d'être efficace et d'avoir un temps de refroidissement rapide.

Cette dernière solution (circulation d'hélium) est retenue pour notre projet, elle est composée d'un cryoréfrigérateur (compresseur et tête froide), d'un échangeur intégré directement à la tête froide et d'une pompe cryogénique pour faire circuler l'hélium gazeux, qui traverse

l'échangeur puis la masse à refroidir dans un circuit fermé. Nous présentons sur la Figure V-22 le schéma de principe de cette solution.

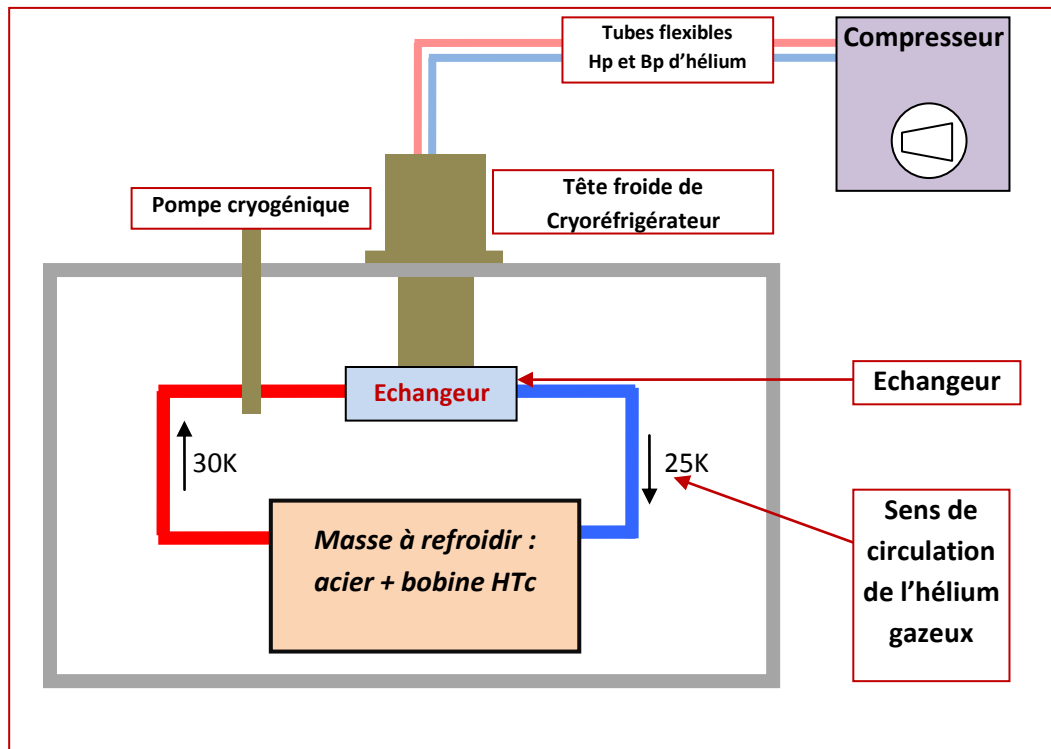


Figure V-22 : Schéma de principe de système de refroidissement

5. Perspectives

Le projet REIMS permet à la société JEUMONT ELECTRIC de se confronter aux contraintes liées aux moteurs supraconducteurs. Un dimensionnement de moteur supraconducteur a été effectué, ce qui a permis de définir la maquette du pôle inducteur à réaliser, et d'adopter des choix technologiques concernant le mode de refroidissement.

Les prochaines phases de ce projet sont la fabrication des pôles avec intégration des supraconducteurs et le développement des dispositifs de protection du pôle : détection de la transition de l'état supraconducteur à l'état normal « quench », et un système de décharge rapide des bobines.

Des essais électriques élémentaires se feront prochainement sur les bobines, notamment la caractérisation et le relevé de la courbe U-I des bobines. Ensuite, une campagne d'essais et de tests des performances du pôle supraconducteur sera engagée.

Conclusion générale

La recherche menée dans le cadre de cette thèse concerne la conversion électromécanique de l'énergie mettant en œuvre des matériaux supraconducteurs à haute température critique.

Outre le travail scientifique de nature théorique ou expérimentale, nous avons débuté nos travaux par une recherche bibliographique approfondie. Cette première étape a fait l'objet du chapitre 1 sous forme d'un guide technologique HTc. Le but étant d'anticiper, d'une part, les problématiques qui peuvent apparaître durant les phases d'étude et de réalisation d'un moteur supraconducteur HTc et, d'autre part, les rapides évolutions des matériaux et de la cryogénie.

Les travaux théoriques et expérimentaux se sont focalisés sur les caractéristiques intrinsèques des supraconducteurs HTc et de leur utilisation en vue de concevoir une machine tournante.

Nous avons constaté l'importance de la caractérisation de des bobinages à supraconducteurs HTc. L'expérimentation est très délicate car nous avons besoin de mesures fines de tensions (de l'ordre du microvolt) noyées dans du bruit électromagnétique créé par de forts courants (ampères-tours). En outre, il est important de souligner que ce processus de caractérisation est très lent car il nécessite un nombre important de mesures sous diverses configurations de distribution du champ magnétique. L'apport de la modélisation permet une nette réduction de la durée de caractérisation puisque la configuration géométrique optimale conduisant au courant critique le plus élevé (en présence ou non de matériaux ferromagnétiques) peut être prédéterminée avec une bonne précision.

Par ailleurs, cette partie du travail nous a permis de comprendre que le dimensionnement de bobinages HTc est très différent de celui d'une bobine conventionnelle en cuivre.

L'autre aspect de la caractérisation concerne la détermination des pertes sous champ variable des supraconducteurs HTc. L'expérimentation est là aussi très délicate car le caractère dissipatif (donc les pertes) est marginal devant les effets inductifs. L'utilisation de la détection synchrone conduit à des résultats satisfaisants en particulier pour des courants élevés (proches du courant critique). Pour la bobine BSCCO que nous avons testée, nous avons montré que les pertes sont proportionnelles à la valeur maximale du courant au cube, ce qui signifie que le courant ne circule que dans le supraconducteur. Par ailleurs, ces pertes sont proportionnelles à la fréquence d'alimentation. Les calculs par éléments finis avec une formulation en H donnent de bons résultats pour des bobines avec un nombre limité de conducteurs. Bien qu'il soit difficile de justifier théoriquement la méthode d'homogénéisation utilisée pour un nombre de spires important, nous avons constaté qu'elle donne également de bons résultats en comparaison avec les mesures effectuées.

Pour le dimensionnement des moteurs supraconducteurs, nous avons développé un outil basé sur un modèle analytique linéaire 2D pour les machines sans dents ni noyaux ferromagnétiques. Celui-ci permet d'avoir des expressions analytiques pour le calcul des grandeurs externes et des temps de calcul réduits. L'intégration de cet outil à des routines d'optimisation pour évaluer, d'une manière relativement rapide, l'apport des différents matériaux supraconducteurs sur les performances des machines supraconductrices est une perspective intéressante à ce travail.

Nous avons consacré le dernier chapitre au dimensionnement d'un moteur supraconducteur à pôles saillants. Nous avons développé une étude paramétrique par la méthode des éléments finis, en prenant en compte les contraintes liées aux conducteurs supraconducteurs et la non-linéarité du fer. Nous avons mis en évidence, l'apport d'un inducteur en fer par rapport à un inducteur à air sur le couple développé par le moteur et pour la minimisation de la quantité de fil supraconducteur HTc. Aussi, l'influence de circuit magnétique sur le courant critique des enroulements supraconducteurs HTc a été étudiée.

Jeumont Electric et l'impétrant que je suis ont acquis, à travers ce travail, les connaissances théoriques et techniques nécessaires qui peuvent nous conduire à la réalisation d'un moteur supraconducteur HTc. Le projet REIMS dans lequel nous sommes fortement engagés montre l'intérêt de Jeumont pour aller encore plus loin, le but final étant de rendre le moteur HTc un véritable produit commercial. Pour y parvenir, un long chemin reste à parcourir car beaucoup de difficultés subsistent.

A notre sens, les améliorations à apporter sont diverses et les perspectives sont donc nombreuses. Toute amélioration technique passe d'abord par des avancées importantes aussi bien dans la modélisation que dans l'expérimentation.

Nous avons établi dans les chapitres 2 et 3 des modèles électromagnétiques bidimensionnels permettant la caractérisation et l'estimation des pertes dans les supraconducteurs. Bien que les simplifications en 2D apportent un nombre important d'informations, les spécificités des matériaux supraconducteurs nécessitent le recours à des modèles 3D, le plus souvent multiphysiques, car les contraintes sont aussi bien électromagnétiques que thermiques et mécaniques.

Concernant les aspects expérimentaux, la méthode électrique de mesure des pertes AC donne des résultats satisfaisants pour de courants sinusoïdaux. Par contre, l'alimentation par des onduleurs à MLI induit des signaux à très haute fréquence et la méthode électrique n'est alors plus fiable. Une idée intéressante (que l'on a commencé à mettre en œuvre au GREEN), consiste en la mesure des pertes par une méthode calorimétrique.

Sur les moteurs HTc, nous avons étudié une structure conventionnelle (machine synchrone à pôles saillants) avec in inducteur supraconducteurs. Par exemple, les propriétés d'écrantage des supraconducteurs ont permis d'imaginer des structures innovantes de machines électriques. Nous pensons qu'un travail important reste à faire pour améliorer les topologies existantes et pour inventer d'autres structures qui intégreraient les possibilités formidables offertes par les supraconducteurs.

Les avancées futures dans les machines supraconductrices sont fortement tributaires de la qualité des matériaux et surtout de leur coût. A l'heure actuelle, la majorité des réalisations de machines HTc utilisent le BSCCO rendu très cher en raison de l'utilisation de l'Argent. Une alternative intéressante est l'utilisation du MgB₂ qui est bon marché mais qui présente des propriétés inférieures à celles du BSCCO (température de refroidissement plus basse, dégradation importante sous fort champ).

Liste des figures

Figure I-1: Comportement d'un supraconducteur de type 1 et 2	9
Figure I-2 : Surface critique d'un état supraconducteur	9
Figure I-3 : Processus de fabrication des rubans BSCCO.....	10
Figure I-4: Section d'un ruban Sumitomo Electric BSCCO Bi-2223	11
Figure I-5: (gauche) ruban YBCO d'American Superconductor [RSVT07], (droite) section d'un ruban YBCO.....	11
Figure I-6: Section de quelques conducteurs MgB2 [Colu12].....	12
Figure I-7: Coût des fils supraconducteurs HTc	13
Figure I-8: Comparaison des courbes $J_c(B)$ des fils BSCCO, MgB2 et YBCO	14
Figure I-9: Rendement en fonction de la puissance d'un moteur 5MW-230 tr/min, American Superconductor [SnGK05]	16
Figure I-10: L'encombrement d'une machine HTc comparé à une machine conventionnelle [Nick07]	17
Figure I-11: Coupe de générateur 100 kVA, University of Southampton [Syku06]	18
Figure I-12 : Induit à air de la machine Siemens AG : 400kW-1500 tr/min [Nick07].....	18
Figure I-13: (a) rotor avec un noyau ferromagnétique, (b) et (c) rotor à air, University of Southampton [GoLS09]	20
Figure I-14: (gauche) ensemble de bobine formant un pôle de machine, Siemens (droite): bobines endommagées lors d'un « quench », AMSC.....	21
Figure I-15: (gauche) principe de refroidissement par thermosiphon [BKLL10], (droite) refroidissement par thermosiphon développé par Cryozone	22
Figure I-16: gauche : torque tube de l'entreprise Futura Composite, droite : torque tube de générateur 100kVA, University of Southampton [GoLS09]	22
Figure I-17: Moteur HTc de propulsion de navire 36,5 MW construit par AMSC	23
Figure I-18: Le générateur 1 MW - 3600 tr/min, DOOSAN-KERI [KBLL07]	24
Figure I-19: Générateur 380 kW - 1500 tr/min, Siemens.....	25
Figure I-20 : Générateur 4 MVA – 3600 tr/min sur le banc d'essai, Siemens	26
Figure I-21: Vue d'ensemble du générateur 1,7 MW- 214 tr/min, Convertteam Rugby	26
Figure I-22: gauche : machine 250 KW -1500 tr/min, droite : la machine sur le banc d'essai, Convertteam Nancy	27
Figure I-23: Moteur à flux axial 365 kW – 250 tr/min, fabriqué par Sumitomo.....	28
Figure I-24: Principe de base d'une machine homopolaire	29
Figure I-25: Section d'une machine homopolaire supraconductrice, GENERAL ATOMICS [TCRBO2a] ..	30
Figure I-26: Moteur Homopolaire 3,7 MW, GENERAL ATOMICS [Ref].....	30
Figure I-27: Moteur synchrone à concentration du flux, gauche : principe de l'inducteur, droite : le moteur sur le banc de test	32
Figure I-28: Principe de moteur à pan coupé, [Moul10].....	32
Figure I-29: Principe de moteur à enroulement hélicoïdal	33
Figure I-30: Répartition par types de machines supraconductrices HTc réalisées depuis 1990	34
Figure I-31: Répartition par types de machines supraconductrices HTc réalisées depuis 1990 de puissance > 100 KW	34

Figure I-32: Répartition des matériaux supraconducteurs utilisés	35
Figure I-33: Répartition par type d'utilisation des matériaux supraconducteurs HTc	36
Figure I-34: température de fonctionnement	36
Figure I-35: Fluide cryogène	37
Figure I-36: Système cryogénique	37
Figure I-37: Puissance en fonction de la vitesse de rotation pour les machines > 100 kW	38
Figure I-38: Couple massique en fonction de la vitesse de rotation	39
Figure I-39: Puissance massique en fonction de la vitesse de rotation	39
Figure II-1 : Caractéristique E(J) basée sur le Modèle de Bean	45
Figure II-2 : Comparaison de la loi en puissance avec le modèle de Bean	47
Figure II-3: (gauche) J_c en fonction de $B_{//}$ et B_{\perp} à 77 K des rubans Di-BSCCO (droite) définition de l'orientation parallèle et perpendiculaire sur un ruban	47
Figure II-4 : Représentation axisymétrique d'une bobine incluant toutes les spires	51
Figure II-5 : Bobine en axisymétrie homogène	54
Figure II-6 : Caractéristiques géométriques de la bobine	55
Figure II-7: (gauche) J_c en fonction de B_{\perp} et $B_{//}$, (droite) $n(B)$ - (77 K)	56
Figure II-8 : Schéma du dispositif de la mesure des courbes U-I	57
Figure II-9 : Courbe B(H) du circuit ferromagnétique	58
Figure II-10 : Configurations étudiées	58
Figure II-11: (gauche) Courbe U-I du 1 ^{er} cas, (droite) équipotentiels du potentiel vecteur	59
Figure II-12 : Distribution de l'induction magnétique B sur les spires	59
Figure II-13 : Tensions aux bornes des spires (1 ^{er} cas à I=19A)	60
Figure II-14 : Distribution du champ électrique (1 ^{er} cas à I=19A)	60
Figure II-15 : (gauche) Courbe U-I du 2 ^{ème} cas, (droite) équipotentiels du potentiel vecteur	61
Figure II-16: Distribution de l'induction magnétique B sur les spires	61
Figure II-17 : Tensions aux bornes des spires (2 ^{ème} cas à I=14A)	62
Figure II-18 : Distribution du champ électrique (2 ^{ème} cas à I=14A)	62
Figure II-19 : (gauche) Courbe U-I du 3 ^{ème} cas, (droite) équipotentiels du potentiel vecteur	63
Figure II-20 : Distribution de l'induction magnétique B sur les spires	63
Figure II-21 : Tensions aux bornes des spires (3 ^{ème} cas à I=20A)	64
Figure II-22 : Distribution du champ électrique (3 ^{ème} cas à I=20A)	64
Figure II-23 : Courbes U-I du ruban et des trois cas étudiés	65
Figure II-24 : Courbe U-I du 1 ^{er} cas	66
Figure II-25 : Courbe U-I du 3 ^{ème} cas	66
Figure III-1 : (gauche) Schéma détaillé du Banc de mesure des pertes à fréquence variable (droite) Photo de la Bobine HTc dans un bain d'azote en série avec la bobine de compensation	73
Figure III-2 : Tension u(t) et courant i(t) de la bobine à $I_{eff}=7,5A$ et $f=20$ Hz	75
Figure III-3 : Comparaison des pertes obtenues par les deux méthodes en fonction de la fréquence à $I_{eff}=8A$	76
Figure III-4 : Pertes en fonction de la fréquence à $I_{eff}=8A$	76
Figure III-5 : Pertes en fonction de la fréquence pour différents courants ($I_{eff}=4$ à 9 A)	77
Figure III-6 : Pertes en fonction du courant au cube pour différentes fréquences (4Hz – 50Hz) sur une échelle cubique	77
Figure III-7 : (gauche) modèle multi spires (droite) modèle homogène	83
Figure III-8 : Répartition de la densité de courant pour $I_{eff}=10A$ à $t=0,01s$ ($f=50$ Hz)	84

Figure III-9 : Comparaison des pertes calculées pour les deux modèles.....	84
Figure III-10 : Géométrie et maillage de la bobine sous COMSOL (2D axisymétrique)	86
Figure III-11 : Répartition de la densité de courant, pour $f=50$ Hz et $I_{eff}=8$ A à l'instant $t=0.025$ s.....	86
Figure III-12 : Répartition du champ électrique, pour $f=50$ Hz et $I_{eff}=8$ A à l'instant $t=0.025$ s	87
Figure III-13 : Comparaison entre la simulation et les mesures à $f=6$ Hz, $f=20$ Hz et $f=50$ Hz.....	87
Figure III-14 : Comparaison entre simulation et mesure des pertes en fonction du courant au cube (sur une échelle cubique)	88
Figure IV-1 : Schéma d'une structure	94
Figure IV-2 : Exemple d'une structure	95
Figure IV-3 : Configuration de la machine étudiée	102
Figure IV-4 : Ligne du champ magnétique en charge ($\delta=\pi/2$)	103
Figure IV-5 : Induction tangentielle (gauche) et induction radiale (droite) sur un cercle au milieu de l'entrefer	103
Figure IV-6 : Couple statique en fonction de la position du rotor	103
Figure V-1 : Configurations étudiées : (gauche) inducteur à noyau ferromagnétique, (droite) inducteur à air	108
Figure V-2 : Un pôle d'une machine $2p = 8$	109
Figure V-3 : Courbe $B(H)$ du fer utilisé.....	109
Figure V-4 : Variables de l'étude paramétrique.....	111
Figure V-5 : Couple en fonction du nombre de paires de pôles	112
Figure V-6 : Couple et longueur de fil en fonction de la polarité.....	113
Figure V-7 : Meilleure configuration de la structure à noyau ferromagnétique	114
Figure V-8 : Meilleure configuration de la structure à air.....	115
Figure V-9 : Couple et longueur de fil en fonction de α_2/α_1	116
Figure V-10 : Densité de courant J_c en fonction de α_2/α_1	116
Figure V-11 : Courant critique en fonction de l'angle interne	121
Figure V-12 : (gauche) Coupe droite du moteur cible, (droite) induction radiale dans l'entrefer	122
Figure V-13 : Couple statique du moteur cible	122
Figure V-14 : (gauche) Couple dynamique du moteur, (droite) Décomposition harmonique du couple dynamique	123
Figure V-15 : Vue schématique du pôle à réaliser	123
Figure V-16 : Composition de la structure	124
Figure V-17 : (gauche) Induction radiale dans l'entrefer, (droite) Sens de rotation du plot ferromagnétique	125
Figure V-18 : Courant critique du pôle en fonction de la position du plot ferromagnétique	126
Figure V-19 : Surface rayonnante	127
Figure V-20 : (gauche) Support du maintien de la structure, (droite) une image de flux thermique par conduction	127
Figure V-21: Exemple d'une amenée de courant	128
Figure V-22 : Schéma de principe de système de refroidissement.....	129

Liste des tableaux

Tableau I-1 : Rendement pour deux cos ϕ , 4 MVA-3600 tr/min, Siemens [NFKF07].....	17
Tableau I-2: Comparaison des différentes structures du rotor	20
Tableau I-3: Caractéristiques du moteur 36,5 MW construit par AMSC.....	23
Tableau I-4 : Spécifications de l'éolienne à attaque directe d'AMSC	24
Tableau I-5 : Caractéristiques du générateur 1 MW - 3600 tr/min, DOOSAN-KERI	24
Tableau I-6: Caractéristiques du générateur 4 MVA-3600 tr/min, Siemens	25
Tableau I-7 : Caractéristiques du générateur 250 KW-1500 tr/min, Convertteam Nancy	27
Tableau I-8 : Autres topologies de moteur synchrone	29
Tableau I-9: Récapitulatif des réalisations de machine homopolaire	31
Tableau I-10 : Spécifications du moteur 10 MW- 10 tr/min, Advanced Magnet Lab.....	33
Tableau I-11: Projets et design de machines supraconductrices en cours ; MSPS : Moteur Synchrone à pôles saillants ; MS EH : Moteur Synchrone à enroulement hélicoïdal	40
Tableau II-1 : Spécification de la bobine BSCCO	55
Tableau II-2 : Caractéristiques du ruban BSCCO	56
Tableau III-1 : Caractéristiques du ruban multi filaires BSCCO	82
Tableau III-2 : Caractéristiques de la bobine BSCCO	85
Tableau III-3 : Caractéristiques du ruban BSCCO	85
Tableau IV-1 : Paramètres de la machine	101
Tableau V-1 : Caractéristiques du ruban BSCCO utilisé à 30K.....	110
Tableau V-2 : Caractéristiques du moteur étudié.....	112
Tableau V-3 : Intervalles de variation des cinq paramètres	114
Tableau V-4 : Spécifications du moteur cible	120
Tableau V-5 : Spécifications du ruban BSCCO.....	120
Tableau V-6 : Résumé des caractéristiques du moteur retenu.....	121
Tableau V-7 : Spécifications des bobines HTc.....	125

Bibliographie

- [ACCR08] K. Atallah, S. Calverley, R. Clark, J. Rens, et D. Howe, « A new PM machine topology for low-speed, high-torque drives », in 18th International Conference on Electrical Machines, 2008. ICEM 2008, 2008, p. 1 -4.
- [Aila06] E. H. Ailam, « Machine synchrone à plots supraconducteurs : Etude et réalisation », Thèse doctorat, Université Henri Poincaré Nancy 1, 2006.
- [AJSM11] A. B. Abrahamsen et al., « Feasibility study of 5 MW superconducting wind turbine generator », *Physica C: Superconductivity*, vol. 471, no. 21-22, p. 1464-1469, nov. 2011.
- [Am112] E. AML, « Advanced Magnet Lab-Energy », 2012. [Online]. Available: www.amcleanenergy.com. [Accessed: 01-mars-2012].
- [Amsc] AMSC, « American Superconductor », 2012. [Online]. Available: <http://www.amsc.com>. [Accessed: 01-mars-2012].
- [AMSZ10] A. B. Abrahamsen et al., « Superconducting wind turbine generators », *Superconductor Science and Technology*, vol. 23, p. 034019, mars. 2010.
- [BCHP06] F. Bertinelli, S. Comel, P. Harlet, G. Peiro, A. Russo, et A. Taquet, « Production of Low-Carbon Magnetic Steel for the LHC Superconducting Dipole and Quadrupole Magnets », *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 16, no. 2, p. 1777-1781, juin. 2006.
- [Bean62] C. P. Bean, « Magnetization of Hard Superconductors », *Physical Review Letters*, vol. 8, no. 6, p. 250-253, mars. 1962.
- [BeM186] J. G. Bednorz et K. A. Müller, « Possible highT_c superconductivity in the Ba-La-Cu-O system », *Zeitschrift für Physik B Condensed Matter*, vol. 64, p. 189-193, juin. 1986.
- [Berg06] K. Berger, « Etude des phénomènes couplés magnétothermiques dans les supraconducteurs à haute température », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré Nancy 1, 2006.
- [BKKL10] S. K. Baik, Y. K. Kwon, H. M. Kim, J. D. Lee, Y. C. Kim, et G. S. Park, « Electrical performance analysis of HTS synchronous motor based on 3D FEM », *Physica C: Superconductivity*, vol. 470, no. 20, p. 1763-1767, nov. 2010.
- [BNPG07] V. Braccini, D. Nardelli, R. Penco, et G. Grasso, « Development of ex situ processed MgB₂ wires and their applications to magnets », *Physica C: Superconductivity*, vol. 456, no. 1-2, p. 209-217, juin. 2007.
- [BrGM07] R. Brambilla, F. Grilli, et L. Martini, « Development of an edge-element model for AC loss computation of high-temperature superconductors », *Superconductor Science and Technology*, vol. 20, p. 16-24, janv. 2007.
- [Bruz04] P. Bruzzone, « The index n of the voltage-current curve, in the characterization and specification of technical superconductors », *Physica C: Superconductivity*, vol. 401, no. 1-4, p. 7-14, janv. 2004.
- [ChTo05] S. D. Chu et S. Torii, « Torque-speed characteristics of superconducting synchronous reluctance motors with DyBCO bulk in the rotor », *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 15, no. 2, p. 2178-2181, juin. 2005.
- [Colu12] S. S. Columbus, « Columbus Superconductors SpA », 2012. [Online]. Available: www.columbussuperconductors.com. [Accessed: 01-mars-2012].
- [Coms08] COMSOL AB, COMSOL Multiphysics 3.5a. <http://www.comsol.com>, 2008.
- [DaTi97] H. Daffix et P. Tixador, « Electrical AC loss measurements in superconducting coils », *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 7, no. 2, p. 286-289, juin. 1997.
- [DBPL08] B. Douine, K. Berger, J. E. Pienkos, J. Leveque, et D. Netter, « Analytical Calculation of the Instantaneous Power in a Current Carrying Superconducting Tube With J_c(B) », *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 18, no. 3, p. 1717-1723, sept. 2008.
- [DoIK80] G. Dorofejev, A. Imenitov, et E. Klimenko, « Voltage current characteristics of type III superconductors », *Cryogenics*, vol. 20, no. 6, p. 307-312, juin. 1980.
- [Doui01] B. Douine, « Étude des pertes dans les supraconducteurs à haute température critique », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré Nancy 1, 2001.
- [FLEI10] R. Fair, C. Lewis, J. Eugene, et M. Ingles, « Development of an HTS hydroelectric power generator for the hirschaid power station », *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 234, p. 032008, juin. 2010.
- [GaSM11] B. Gamble, G. Snitchler, et T. MacDonald, « Full Power Test of a 36.5 MW HTS Propulsion Motor », *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 21, p. 1083-1088, juin. 2011.

- [Gene12] General Atomics, « General Atomics », 2012. [Online]. Available: atg.ga.com/EM/defense/dc-motor/index.php. [Accessed: 01-mars-2012].
- [GöK106] F. Gömöry et B. Klinčok, « Self-field critical current of a conductor with an elliptical cross-section », *Superconductor Science and Technology*, vol. 19, no. 8, p. 732-737, août. 2006.
- [GoLS09] K. F. Goddard, B. Lukasik, et J. K. Sykulski, « Alternative Designs of High-Temperature Superconducting Synchronous Generators », *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 19, p. 3805-3811, déc. 2009.
- [Gubs03] D. Gubser, « Superconducting motors and generators for naval applications », *Physica C: Superconductivity*, vol. 392-396, p. 1192-1195, oct. 2003.
- [HiNH05] K. Higashikawa, T. Nakamura, et T. Hoshino, « Anisotropic distributions of current density and electric field in Bi-2223/Ag coil with consideration of multifilamentary structure », *Physica C: Superconductivity*, vol. 419, no. 3-4, p. 129-140, mars. 2005.
- [IIPG08] D. Inácio, S. Inácio, J. Pina, A. Gonçalves, M. V. Neves, et A. L. Rodrigues, « Numerical and experimental comparison of electromechanical properties and efficiency of HTS and ferromagnetic hysteresis motors », *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 97, p. 012218, févr. 2008.
- [Kame09] A. S. Kameni Ntichi, « Etude par des méthodes analytiques et numériques de la répartition des champs induits dans les supraconducteurs à haute température critique », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré Nancy 1, 2009.
- [KBLL07] Y. K. Kwon et al., « Status of HTS Motor Development for Industrial Applications at KERI & DOOSAN », *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 17, p. 1587-1590, juin. 2007.
- [KiHS62] Y. B. Kim, C. F. Hempstead, et A. R. Strnad, « Critical Persistent Currents in Hard Superconductors », *Physical Review Letters*, vol. 9, no. 7, p. 306-309, oct. 1962.
- [KIPK01] L. . Kovalev et al., « HTS electrical machines with YBCO bulk and Ag-BSCCO plate-shape HTS elements: recent results and future development », *Physica C: Superconductivity*, vol. 354, no. 1-4, p. 34-39, mai. 2001.
- [Kiss03] T. Kiss, « Critical current properties in HTS tapes », *Physica C: Superconductivity*, vol. 392-396, p. 1053-1062, oct. 2003.
- [KoHF93] J. Kokavec, I. Hlasnik, et S. Fukui, « Very sensitive electric method for AC measurement in SC coils », *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 3, no. 1, p. 153-155, mars. 1993.
- [Kova03] L. Kovalev, « High output power electric motors with bulk HTS elements », *Physica C: Superconductivity*, vol. 386, p. 419-423, avr. 2003.
- [LECS07] D. C. van der Laan, J. W. Ekin, C. C. Clickner, et T. C. Stauffer, « Delamination strength of YBCO coated conductors under transverse tensile stress », *Superconductor Science and Technology*, vol. 20, no. 8, p. 765-770, août. 2007.
- [LeMu07] C. Lewis et J. Muller, « A Direct Drive Wind Turbine HTS Generator », 2007, p. 1-8.
- [LYSS12] G. Z. Li, Y. Yang, M. A. Susner, M. D. Sumption, et E. W. Collings, « Critical current densities and n-values of MgB2 strands over a wide range of temperatures and fields », *Superconductor Science and Technology*, vol. 25, no. 2, p. 025001, févr. 2012.
- [Male12] G. Malé, « Étude d'une structure d'inducteur supraconducteur à modulation de champ magnétique », Thèse de doctorat, Université de Lorraine, 2012.
- [Meek10] D. C. Meeker, *Finite Element Method Magnetics. FEMM*, 2010.
- [MKMO07] H. Matsuzaki et al., « HTS Bulk Pole-Field Magnets Motor With a Multiple Rotor Cooled by Liquid Nitrogen », *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 17, no. 2, p. 1553-1556, juin. 2007.
- [MLNR03] P. Masson, J. Leveque, D. Netter, et A. Rezzoug, « Experimental study of a new kind of superconducting inductor », *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 13, no. 2, p. 2239- 2242, juin. 2003.
- [Mn73] W. M.N., « An improved technique for measuring hysteresis loss in superconducting magnets », *Cryogenics*, vol. 13, no. 6, p. 361-363, juin. 1973.
- [Moul10] R. Moulin, « Dimensionnements et essais de moteurs supraconducteurs », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré Nancy 1, 2010.
- [MTFA88] H. Maeda, Y. Tanaka, M. Fukutomi, et T. Asano, « A New High-Tc Oxide Superconductor without a Rare Earth Element », *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 27, p. L209-L210, févr. 1988.
- [NFKF07] W. Nick, M. . Frank, G. . Klaus, J. . Frauenhofer, et H.-W. . Neumuller, « Operational Experience With the World's First 3600 rpm 4 MVA Generator at Siemens », *Applied Superconductivity*, *IEEE Transactions on*, vol. 17, no. 2, p. 2030-2033, 2007.

-
- [NFKR10] W. Nick, M. Frank, P. Kummeth, J. J. Rabbers, M. Wilke, et K. Schleicher, « Development and construction of an HTS rotor for ship propulsion application », *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 234, p. 032040, juin. 2010.
- [Nick02] Nick, « 380 kW synchronous machine with HTS rotor windings??development at Siemens and first test results », *Physica C: Superconductivity*, vol. 372-376, p. 1506-1512, août. 2002.
- [Nick07] W. Nick, « HTS Rotating Machines », 11-juin-2007.
- [NKKY11] T. Nakashima et al., « Recent R&D progress on DI-BSCCO wires with high critical current properties », *Physica C: Superconductivity*, vol. 471, no. 21-22, p. 1086-1089, nov. 2011.
- [NNMZ01] J. Nagamatsu, N. Nakagawa, T. Muranaka, Y. Zenitani, et J. Akimitsu, « Superconductivity at 39K in magnesium diboride », *Nature*, vol. 410, no. 6824, p. 63-64, mars. 2001.
- [NNWF06] H. W. Neumüller et al., « Advances in and prospects for development of high-temperature superconductor rotating machines at Siemens », *Superconductor Science and Technology*, vol. 19, p. S114-S117, mars. 2006.
- [OBSS05] B. Oswald et al., « Reluctance motors with bulk HTS material », *Superconductor Science and Technology*, vol. 18, p. S24-S29, févr. 2005.
- [Okam01] H. Okamoto, « Angular dependence of the extended E_J characteristics in Bi-2223/Ag sheathed tape », *Physica C: Superconductivity*, vol. 357-360, p. 1190-1192, août. 2001.
- [OkST06] T. Okazaki, H. Sugimoto, et T. Takeda, « Liquid nitrogen cooled HTS motor for ship propulsion », 2006, p. 6 pp.
- [PGRS97] G. Papst, B. B. Gamble, A. J. Rodenbush, et R. Schöttler, « Development of synchronous motors and generators with HTS field windings », *Superconductor Science and Technology*, vol. 10, p. 924-926, déc. 1997.
- [Pose12] POSE2IDON, « POSE2IDON », 2012. [Online]. Available: www.poseidon-ip.eu. [Accessed: 01-mars-2012].
- [Prig97] L. Prigozhin, « Analysis of critical-state problems in type-II superconductivity », *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 7, no. 4, p. 3866-3873, déc. 1997.
- [ReMM84] A. Rezzoug, A. Mailfert, et P. Manfe, « Cryogenic supersaturated synchronous machine optimization and first experiment results », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 20, no. 5, p. 1795- 1797, sept. 1984.
- [RSVT07] M. W. Rupich et al., « The Development of Second Generation HTS Wire at American Superconductor », *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 17, no. 2, p. 3379-3382, juin. 2007.
- [Seeb98] B. Seeber, *Handbook of applied superconductivity*. Philadelphia PA: Institute of Physics Pub., 1998.
- [Selv11] V. Selvamanickam, « Coated Conductors: From R&D to Manufacturing to Commercial Applications », presented at the EUCAS | ISEC | ICMC Superconductivity Centennial Conference, Den Haag, The Netherlands., 2011.
- [SGKW11] G. Snitchler, B. Gamble, C. King, et P. Winn, « 10 MW Class Superconductor Wind Turbine Generators », *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 21, p. 1089-1092, juin. 2011.
- [Siem12] A. Siemens, « Siemens AG », 2012. [Online]. Available: www.siemens.com. [Accessed: 01-mars-2012].
- [Siro02] F. Sirois, *Modélisation de la caractéristique E-J des supraconducteurs à haute température critique*. École polytechnique, 2002.
- [SmWH03] A. C. Smith, S. Williamson, et C. G. Hodge, « High torque dense naval propulsion motors », in *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International, 2003*, vol. 3, p. 1421 - 1427 vol.3.
- [SnGK05] G. Snitchler, B. Gamble, et S. S. Kalsi, « The Performance of a 5 MW High Temperature Superconductor Ship Propulsion Motor », *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 15, no. 2, p. 2206-2209, juin. 2005.
- [ŠPVG09] J. Šouc, E. Pardo, M. Vojenčiak, et F. Gömöry, « Theoretical and experimental study of AC loss in high temperature superconductor single pancake coils », *Superconductor Science and Technology*, vol. 22, no. 1, p. 015006, janv. 2009.
- [STMH07] H. Sugimoto et al., « Development of an Axial Flux Type PM Synchronous Motor With the Liquid Nitrogen Cooled HTS Armature Windings », *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 17, p. 1637-1640, juin. 2007.
- [SuWa97] M. J. Superczynski et D. J. Waltman, « Homopolar motor with high temperature superconductor field windings », *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 7, no. 2, p. 513-518, juin. 1997.

-
- [SVGG10] S. Safran, M. Vojenciak, A. Gencer, et F. Gomory, « Critical Current and AC Loss of DI-BSCCO Tape Modified by the Deposition of Ferromagnetic Layer on Edges », IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 20, no. 5, p. 2294-2300, oct. 2010.
- [Syku06] J. Sykulski, « High Temperature Superconducting Machines-the State of the Art », in Proceedings of XV International Symposium Micromachines and Servosystems, 2006, p. 14-17.
- [TaOK03] K. Tasaki, M. Ono, et T. Kuriyama, « Study on AC losses of a conductive cooled HTS coil », IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 13, no. 2, p. 1565-1568, juin. 2003.
- [TCRB02a] R. J. Thome, W. Creedon, M. Reed, E. Bowles, et K. Schaubel, « Homopolar motor technology development », in 2002 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, 2002, vol. 1, p. 260-264 vol.1.
- [TCRB02b] R. J. Thome, W. Creedon, M. Reed, E. Bowles, et K. Schaubel, « Homopolar motor technology development », in 2002 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, 2002, vol. 1, p. 260-264 vol.1.
- [THTY10] T. Takematsu et al., « Degradation of the performance of a YBCO-coated conductor double pancake coil due to epoxy impregnation », Physica C: Superconductivity, vol. 470, no. 17-18, p. 674-677, sept. 2010.
- [TJSK06] K. Takeshi et al., « Development of Drastically Innovative BSCCO (DI-BSCCO) Wire », Sumitomo Electric Technical Review, no. 168, p. 19-23, 2006.
- [TRYM07] M. Tomsic et al., « Development of magnesium diboride (MgB₂) wires and magnets using in situ strand fabrication method », Physica C: Superconductivity, vol. 456, p. 203-208, juin. 2007.
- [Tsuk06] O. Tsukamoto, « Comparison of electric and calorimetric measurements of AC losses in HTS wires and bulks », Physica C: Superconductivity, vol. 445-448, no. 0, p. 701-706, oct. 2006.
- [WiCR11] J. O. Willis, J. Y. Coulter, et M. W. Rupich, « n-Value Analysis of Position-Dependent Property Variability in Long-Length Coated Conductors », IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 21, no. 3, p. 2988-2991, juin. 2011.
- [WKST08] E. Watanabe, K. Kikukawa, Y. Satoh, et S. Torii, « Development of a superconducting claw-pole motor », Physica C: Superconductivity, vol. 468, p. 2087-2090, sept. 2008.
- [XYYP11] W. Xian, Y. Yan, W. Yuan, R. Pei, et T. A. Coombs, « Pulsed Field Magnetization of a High Temperature Superconducting Motor », IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 21, no. 3, p. 1171-1174, juin. 2011.

Résumé:

L'apparition des supraconducteurs à hautes températures (HTc) a permis un développement continu des moteurs supraconducteurs. Ces dispositifs supraconducteurs permettent d'obtenir des puissances et des couples massiques et volumiques très élevés, et sont des alternatives intéressantes aux machines conventionnelles. Le dimensionnement de ces moteurs nécessite une bonne connaissance des caractéristiques électromagnétiques, thermiques et mécaniques des supraconducteurs HTc. Ainsi, le travail présenté ici traite du dimensionnement de machines HTc avec la prise en compte des contraintes liées aux fils supraconducteurs.

Le manuscrit débute par une étude bibliographique approfondie dans laquelle trois points sont abordés : les fils supraconducteurs, description des réalisations remarquables de machines HTc de fortes puissances et une analyse statistique sur ces réalisations. Ensuite, la caractérisation DC des fils supraconducteurs HTc et la détermination de leurs pertes AC sous champ variable sont abordées. Des méthodes numériques sont utilisées pour la modélisation et les résultats obtenus sont comparés à ceux de l'expérience. La dernière partie aborde le dimensionnement électromagnétique de moteurs supraconducteurs HTc par des méthodes analytiques et numériques, avec la prise en compte des contraintes liées aux courants critiques dans les bobinages. Les premiers résultats concernant le dimensionnement électromagnétique et thermique d'une structure de machine synchrone supraconductrice à pôles saillants sont donnés. Les solutions techniques envisagées sont largement commentées.

Mots clés : Moteurs électriques, supraconducteurs à haute température, bobines supraconductrices BSCCO.

Abstract:

The appearance of high-temperature superconductors (HTS) has led to a continuous development of superconducting motors. These superconducting devices allow high power and torque densities, so they constitute a novel alternative to conventional motors. The design of such motors requires a deep knowledge of the electromagnetic, thermal and mechanical characteristics of the HTS materials. Hence, the work presented here is related to the design of HTS motors which includes the constraints due to the HTS conductors.

The manuscript begins with an extensive literature review where three main points are discussed, HTS conductors, already constructed HTS motors and statistical analysis on these achievements.

The dc characterization of HTS superconductors as well as their ac losses under time varying magnetic fields are theoretically and experimentally studied. Numerical techniques are used and the obtained results are compared to the measurements. The last part deals with the design of HTS motors by analytical and finite element methods. A particular attention is given to the constraints introduced by the use of HTS materials. The first results of the electromagnetic and thermal design of a salient pole HTS synchronous machine are provided with the emphasis of the adopted technical solutions.

Key words: electrical machines, high-temperature superconductors, BSCCO superconducting coils