POLYPUBLIE

Transformateur limiteur de courant supraconducteur à haute température critique : design, construction et test

Charles-Henri Bonnard

Document en libre accès dans PolyPublie
Open Access document in PolyPublie

Date	2012
Type	Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis Mémoire de maîtrise/Master's thesis
URL de PolyPublie PolyPublie URL	https://publications.polymtl.ca/968/
Conditions d'utilisation Terms of use	© Tous droits réservés / All rights reserved
Référence Citation	Bonnard, C.-H. (2012). Transformateur limiteur de courant supraconducteur à haute température critique : design, construction et test [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. https://publications.polymtl.ca/968/

Détails de la thèse
Thesis details

Directeurs de recherche Advisors	Frédéric Sirois
Programme Program	génie électrique

Ce fichier a été téléchargé à partir de PolyPublie, le dépôt institutionnel de Polytechnique Montréal
This file has been downloaded from PolyPublie, the institutional repository of Polytechnique Montréal
https://publications.polymtl.ca

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

TRANSFORMATEUR LIMITEUR DE COURANT SUPRACONDUCTEUR À HAUTE TEMPÉRATURE CRITIQUE : DESIGN, CONSTRUCTION ET TEST

CHARLES-HENRI BONNARD
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
OCTOBRE 2012

© Charles-Henri Bonnard, 2012.

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

TRANSFORMATEUR LIMITEUR DE COURANT SUPRACONDUCTEUR À HAUTE TEMPÉRATURE CRITIQUE : DESIGN, CONSTRUCTION ET TEST

présenté par : BONNARD Charles-Henri
en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées
a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. APRIL George-Émile, M.Sc., président
M. SIROIS Frédéric, Ph.D., membre et directeur de recherche
M. PICHER Patrick, Ph.D., membre

À Sandrine et Axel,

REMERCIEMENTS

Ce travail de recherche a été réalisé au sein du Laboratoie en Énergie Électrique (LEE) de l'École polytechnique de Montréal (EPM).

Je tiens particulièrement à remercier le **Pr. Frédéric Sirois** pour m'avoir accueilli dans son laboratoire, pour ses précieux conseils, son aide, et son soutien tout au long de ce travail.

Je souhaite également remercier chacun des membres du jury pour le temps et l'intérêt qu'ils ont consacré à ce travail :

Monsieur Patrick Picher, Chercheur à l'Institut de recherche d'Hydro-Québec et spécialiste en transformateurs de puissance.

Monsieur George-Émile April, Professeur à l'École polytechnique de Montréal.

Monsieur Frédéric Sirois, Professeur à l'EPM et responsable du LEE.

Je tiens à adresser de sincères remerciements à **Sandrine**, ma femme, en qui je suis particulièrement reconnaissant pour sa patience, son courage, son soutien et ses encouragements même dans les moment les plus difficile de cette "aventure".

Je remercie aussi **Axel**, notre fils, pour les excellentes nuits que l'on a passé et tous les autres bons et moins bons moments de jeunes parents...

Je veux également remercier **Simon Brault**, mon voisin de bureau avant le grand déménagement, pour sa disponibilité, pour son accueil lors de notre arrivée, et tous les services qu'il a pu nous rendre lors de ce séjour. J'espère pouvoir te renvoyer l'ascenseur un de ces jours !

Mes remerciements vont aussi à **Nicholas Veerabadren**, technicien au département de génie électrique et **Radu Cojocaru** (Marcus Transformer) pour leur disponibilité et leur aide ponctuelle.

Je souhaite également remercier tous les autres étudiants et membres du laboratoire pour les diverses discussions et les bons moments passés dans l'équipe. Parmi eux, je pense à **Nicolas**, **Christian**, **Mathieu**, **Steeve**, **Kalan**, **Lyes**, **Julien**, **Jonathan**, **Maxime** et **tous**

les autres.

Une pensée va à **ma famille**, merci pour votre soutien.

Merci à tous ceux qui ne sont pas explicitement cités mais qui ont contribués au bon déroulement de ce projet.

RÉSUMÉ

Malgré un rendement élevé pouvant atteindre 98% ou 99%, les transformateurs modernes avec des enroulements en cuivre ou aluminium génèrent des pertes d'origines électrique (effet Joule, $\approx$ 80% à pleine charge) mais aussi magnétique ($\approx$ 20%). L'utilisation de supraconducteurs pour les bobines permettrait, grâce aux propriétés intrinsèques du matériau, de réduire fortement les pertes du fait de l'absence de résistance au passage du courant électrique. L'impact environnemental est donc réduit avec l'amélioration du rendement. Cela signifie globalement moins d'émissions de CO_2 si la production est basée sur des énergies fossiles.

Les propriétés des matériaux supraconducteurs permettent également d'ajouter une nouvelle fonction aux transformateurs supraconducteurs par rapport à leurs homologues classique. En effet, les matériaux supraconducteur deviennent très résistif lorsque le courant est supérieur au courant critique, cela permet d'obtenir une limitation naturelle et automatique du courant de court-circuit. La capacité de limitation de courant en cas de court-limitation est un sérieux avantage pour les transformateurs supraconducteurs, permettant ainsi diverses économies au niveau de la protection, de même qu'un maillage accru des réseaux, ce qui permet en général d'en améliorer la fiabilité.

L'objectif principal de ce mémoire est i) d'évaluer de façon préliminaire les difficultés de l'intégration des matériaux supraconducteurs dans un transformateur limiteur de courant de court-circuit, ii) de vérifier les capacités de limitation qu'offre un tel transformateur. Afin de vérifier ces possibilités, il a d'abord été nécessaire de concevoir et construire un prototype de transformateur (10kVA). Ce prototype a permis d'observer les contraintes liées à l'emploi de matériau supraconducteur dans une application concrête. Le comportement lorsqu'un court-circuit apparait au secondaire du transformateur a été observé. On y compare le transformateur supraconducteur, dont l'enroulement secondaire est hybride ($\approx$ 20% de ruban supraconducteur et 80% de cuivre), avec son équivalent comportant uniquement du cuivre.

La conception a nécessité de prendre en compte plusieurs contraintes liées à l'emploi de matériaux supraconducteurs pour la conception d'une bobine. En fait, de tels matériaux sont sensibles aux contraintes mécaniques pendant la construction et aussi durant le court-circuit. Une autre contrainte majeure concerne le champ magnétique appliqué, qui réduit la densité de courant critique du matériau supraconducteur. Pour réduire ce phénomène, un modèle numérique du prototype de transformateur a été crée sur COMSOL Multiphysics, ce qui a

permis d'obtenir une évalutation des champs magnétiques appliqués aux bobines et aussi d'optimiser l'arrangement des enroulements.

Finalement, des essais et mesures ont été faits sur le prototype pour caractériser le transformateur, ainsi que pour vérifier et quantifier l'efficacité de la limitation de courant de court-circuit.

ABSTRACT

Classical transformers generate losses by Joule effect ($\approx$ 80% at full load) and by various other mechanisms in their ferromagnetic core ($\approx$ 20% at full load). Despite the overall high efficiency reached by modern power transformers (typically 98% to 99%), the latter can still be improved by using high temperature superconductors (HTS). Indeed, when used in coils, superconductors allow reducing the Joule losses thanks the extremely low resistance they offer to the electric current. If the generation is based on fossil fuels, even a slight improvement of the efficiency can have a significant on reducing CO_2 emissions when considering the whole life cycle of the transformer.

The properties of HTS materials can also add a new functionality to transformers in comparison with classical transformers, namely fault current limitation. Indeed, because the superconductor suddenly becomes very resistive when the transport current goes beyond the critical current of the wire, it provides an intrinsic, passive and failsafe fault current limitation mechanism. This behavior is likely to be highly desirable for the reliability of future electrical networks, as fault current levels steadily increase and lead to important investments in upgrades of protection systems or in network reconfiguration.

The main objectives of this project were to: i) familiarize ourselves with the design challenges associated with the use of HTS wires in power transformers, and ii) verify the fault current limiting properties that allow such a transformer. Through the complete design and realization of a real 10 kVA prototype, we explored the operating conditions of the HTS transformer and the constraints of using HTS wires in a real application. We also compared our HTS transformer (actually, it is just partially superconducting since only 25% of the secondary winding is superconducting) with a full copper version, in order to see how both designs behave under fault current conditions.

The design of the prototype took into account many constraints related to the use of superconducting materials. In fact, such materials are sensitive to mechanical constraints during construction and overcurrent conditions. Another main important operational constraint is the applied magnetic field, which lowers the current density in the HTS wires. To reduce such phenomena, a numerical model of the prototype has been implemented on the COMSOL Multiphysics finite element software, which allowed us to evaluate the magnetic field applied on windings and then optimize their geometric arrangement accordingly.

Finally, tests and measurements were realized on the prototype in order to obtain the parameters of our HTS transformer and to assess the efficiency of the fault current limitation. It could be observed that the HTS transformer worked very well in that respect.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE iii

REMERCIEMENTS iv

RÉSUMÉ vi

ABSTRACT viii

TABLE DES MATIÈRES x

LISTE DES TABLEAUX xv

LISTE DES FIGURES xvii

LISTE DES ANNEXES xxii

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS xxiii

CHAPITRE 1 INTRODUCTION GÉNÉRALE 1

CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE 3

2.1 Introduction à la supraconductivité 3

2.1.1 Bref Historique 3

2.1.2 Propriétés générales des matériaux supraconducteurs 4

2.1.2.1 Diamagnétisme parfait 4

2.1.2.2 Grandeurs critiques 5

2.1.3 Quelques caractéristiques *E-J* 6

2.1.3.1 Modèle de Bean 6

2.1.3.2 Loi de puissance 9

2.1.3.3 Influence du champ magnétique sur J_c et n 11

2.1.3.4 Influence de la température sur J_c et n 12

2.2 Applications des supraconducteurs en électrotechnique 12

2.2.1 Applications médicales et aimants 12

2.2.2 Stockage de l'énergie 13

2.2.3 Machines électriques 13

2.2.4 Transformateur et limiteur de courant de court-circuit 13

2.2.5 Transports . . . 14
2.2.6 Transport de l'énergie . . . 14
2.3 Technologies des fils supraconducteurs . . . 15
2.3.1 Supraconducteur à basse température critique . . . 15
2.3.2 Haute température critique . . . 16
2.3.2.1 Cas du BSCCO . . . 16
2.3.2.2 Cas de l'YBCO . . . 16
2.3.2.3 Que choisir pour un transformateur ? . . . 17
2.4 Transformateurs supraconducteurs . . . 20
2.4.1 Les transformateurs, un réel besoin . . . 20
2.4.2 Intérêts des transformateurs supraconducteurs . . . 20
2.5 Principaux problèmes des transformateurs supraconducteurs . . . 22
2.6 Transformateurs supraconducteurs à basse température critique . . . 23
2.7 Transformateurs supraconducteurs à haute température critique . . . 25
2.7.1 Pertes dans les transformateurs : Origines et minimisation . . . 30
2.7.1.1 Pertes dans le fer . . . 30
2.7.1.2 Pertes dans les enroulements . . . 32
2.7.1.2.1 Mécanismes de pertes . . . 32
2.7.1.2.2 Méthodes et techniques de minimisation . . . 35
2.7.1.2.2.1 Câble de type Roebel . . . 36
2.7.1.2.2.2 Modification des rubans . . . 36
2.7.1.2.2.3 Réduction du champ magnétique . . . 37
2.7.2 Bobines : caractéristiques et arrangements . . . 38
2.7.2.1 Solénoïde ou "pancake" ? . . . 38
2.7.2.2 Augmentation du courant dans les bobines . . . 41
2.7.2.3 Refroidissement . . . 41
2.7.2.4 Isolation diélectrique des rubans . . . 43
2.7.3 Limitation du courant de court-circuit . . . 43
2.7.4 Fluide cryogénique . . . 48
2.7.5 Cryostat . . . 49
2.7.6 Amenées de courant . . . 52
2.7.6.1 Matériaux massifs . . . 52
2.7.6.2 Autres candidats envisageables . . . 54
2.8 Conclusion . . . 55

CHAPITRE 3 CONCEPTION DU TRANFORMATEUR 56
3.1 Paramètres de base retenus 56
3.2 Noyau ferromagnétique 56
3.2.1 Géométrie 56
3.2.2 Perméabilité relative 58
3.2.3 Pertes dans le circuit magnétique 59
3.2.4 Puissance de magnétisation 60
3.3 Bobines 60
3.3.1 Nombre de tours 61
3.3.2 Section de conducteur 63
3.3.3 Evaluation des pertes 63
3.4 Courant de magnétisation 65
3.5 Résultats obtenus après calculs sous Matlab 67
3.5.1 Parties primaires et circuit magnétique 68
3.5.2 Bobines secondaires 68
3.5.2.1 Bobines en cuivre 68
3.5.2.2 Bobine supraconductrice 69
3.6 Arrangements des enroulements 71
3.6.1 Configuration 1 71
3.6.2 Configuration 2 71
3.7 Modélisation du transformateur et simulation par la méthode des éléments finis 72
3.7.1 Problème à résoudre 73
3.7.1.1 Équations de maxwell et lois de comportement des matériaux 74
3.7.2 Hypothèses de modélisation et maillage 75
3.7.2.1 Noyau ferromagnétique 76
3.7.2.2 Enroulements 76
3.7.2.2.1 Technique d'homogénéisation 76
3.7.2.2.2 Bobines primaires 78
3.7.2.2.3 Bobines secondaires 80
3.7.2.2.3.1 Parties en cuivre 80
3.7.2.2.3.2 Parties supraconductrices 81
3.7.2.3 Air 83
3.7.2.4 Autres solutions pour accélérer la résolution du problème . . . 84
3.7.2.4.1 Utilisation des symétries 84
3.7.2.4.2 Types d'éléments 85

3.7.3 Évaluations de l'inductance de fuite et du champ magnétique appliqué aux rubans supraconducteurs . . . 88
3.7.3.1 Inductance de fuite . . . 88
3.7.3.2 Champ magnétique appliqué sur les rubans . . . 90
3.7.4 Évaluation du courant de magnétisation du transformateur . . . 92
3.8 Évaluation du courant de court-circuit présumé au secondaire du transformateur par un circuit électrique équivalent . . . 94
3.9 Conclusion . . . 99

CHAPITRE 4 CONSTRUCTION DU TRANSFORMATEUR . . . 100
4.1 Noyau ferromagnétique . . . 100
4.2 Bobines primaires . . . 100
4.3 Bobines secondaires . . . 102
4.3.1 Réservoir cryogénique . . . 102
4.3.2 Bobine cuivre . . . 104
4.3.3 Bobine supraconductrices . . . 107
4.3.3.1 Bobine équivalente en cuivre . . . 107
4.3.3.2 Bobine supraconductrice . . . 107
4.3.3.2.1 Support . . . 107
4.3.3.2.2 Amenées de courant . . . 107
4.4 Culasse . . . 113

CHAPITRE 5 ESSAIS EN LABORATOIRE . . . 117
5.1 Essai à vide . . . 117
5.1.1 Résultats des mesures expérimentales . . . 117
5.1.2 Courant et inductance de magnétisation . . . 118
5.1.3 Pertes dans le fer . . . 120
5.2 Essai en court-circuit . . . 121
5.2.1 Résultats des mesures expérimentales . . . 121
5.2.2 Origines des pertes . . . 121
5.2.3 Inductance de fuite . . . 123
5.3 Essai en court-circuit transitoire . . . 124
5.3.1 Méthode . . . 124
5.3.2 Résultats expérimentaux . . . 127
5.3.2.1 Efficacité de la limitation . . . 127
5.3.2.2 Évalutation de la résistance de court-circuit. . . . 127
5.3.2.2.1 Méthode . . . 127

5.3.2.2.2 Résultats obtenus 129
5.3.2.3 Aspects cryogéniques 135
5.4 Conclusion 135

CHAPITRE 6 CONCLUSION ET PERSPECTIVES FUTURES 137

RÉFÉRENCES 140

ANNEXES 146

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 Valeurs de température critique de quelques matériaux supraconducteurs. 6
Tableau 2.2 Valeurs de champ critique de quelques matériaux supraconducteurs à 0 K. 9
Tableau 2.3 Quelques matériaux supraconducteurs à haute température critique. . . 17
Tableau 2.4 Quelques Prototypes de transformateurs supraconducteurs BTC. 25
Tableau 2.5 Quelques projets existants de transformateurs supraconducteurs HTC, première partie. 28
Tableau 2.6 Quelques projets existants de transformateurs supraconducteurs HTC, deuxième partie. 29
Tableau 3.1 Paramètres de base retenus pour la conception du transformateur. . . 57
Tableau 3.2 Paramètres du fil supraconducteur utilisé dans le transformateur. . . . 57
Tableau 3.3 Paramètres du noyau ferromagnétique. 59
Tableau 3.4 Paramètres nécessaire au dimensionnement des bobines primaires. . . . 63
Tableau 3.5 Paramètres supplémentaires pour l'étude thermique 64
Tableau 3.6 Paramètres nécessaire au dimensionnement des bobines secondaires. . . 65
Tableau 3.7 Analogie d'Hopkinson entre le magnétisme et les circuits électriques. . . 67
Tableau 3.8 Paramètres du transformateur calculés sous Matlab pour les bobines primaires. 68
Tableau 3.9 Paramètres du transformateur calculés sous matlab pour la partie secondaire. 69
Tableau 3.10 Résultats de simulation pour la bobine réelle et le modèle homogénéisé. 78
Tableau 3.11 Comparaison de deux simulations utilisant un modèle complet et un autre utilisant les symétries. 87
Tableau 3.12 Comparaison de deux simulations utilisant pour une, des élements quadratiques, et un autre utilisant des éléments linéaires 87
Tableau 3.13 Valeurs des courants et des densités de courant pour chaque enroulement du transformateur pour les configurations 1 et 2. 88
Tableau 3.14 Résultats obtenus par la méthode des éléments finis pour la détermination de l'inductance de fuite avec la configuration 1. 90
Tableau 3.15 Résultats obtenus par la méthode des éléments finis pour la détermination de l'inductance de fuite avec la configuration 2. 90

Tableau 3.16 Résultats obtenus par la méthode des éléments finis pour l'évaluation du champ magnétique maximal appliqué sur les rubans pour les configurations 1 et 2. 91
Tableau 3.17 Champs magnétiques appliqués sur les enroulements supraconducteurs de projets de transformateurs issus de la littérature. 91
Tableau 3.18 valeurs des différents paramètres du circuit électrique équivalent du transformateur. 97
Tableau 3.19 valeurs des différents paramètres du circuit électrique équivalent du transformateur. 97
Tableau 5.1 Résultats des mesures expérimentales de l'essai à vide du transformateur.119
Tableau 5.2 Résultats des mesures expérimentales de l'essai à vide du transformateur.122

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1 Différentes théories de résistivité à basse température. 3
Figure 2.2 Allure de la variation de la résistance en fonction de la température. . . 4
Figure 2.3 Illustration du diamagnétisme parfait d'un supraconducteur. 5
Figure 2.4 Surface critique délimitant la zone supraconductrice. 7
Figure 2.5 Allure de la variation de l'induction magnétique en fonction du champ magnétique. 7
Figure 2.6 Schéma d'un vortex. 8
Figure 2.7 Illustration de la caractéristique *E*-*J* des supraconducteurs HTC. . . . 8
Figure 2.8 Illustration de la caractéristique *E*-*J* du modèle de Bean. 10
Figure 2.9 Vue en coupe d'un fil de NbSn de Bruker. 14
Figure 2.10 Illustration d'un câble utilisant une transposition de type Rutherford. . 15
Figure 2.11 Vue en coupe d'un ruban de BSCCO-2223 avec 121 filaments. 16
Figure 2.12 Détails des différentes couches constituant un ruban supraconducteur. . 18
Figure 2.13 Résultats de tests de contraintes mécaniques sur des rubans de BSCCO et d'YBCO. 19
Figure 2.14 Résultats de mesures de pertes sur différents rubans d'YBCO et de BSCCO. 19
Figure 2.15 Coût d'utilisation d'un transformateur supraconducteur et d'un transformateur classique de 20 MVA. 23
Figure 2.16 Comparaison des pertes et du rendement de deux transformateurs de 63 MVA. 27
Figure 2.17 Répartition annuelle des pertes de deux transformateurs de 63 MVA. . 27
Figure 2.18 Illustration de l'empilement des tôles pour la construction du noyau ferromagnétique. 31
Figure 2.19 Allure des cycles d'hystéresis de différents matériaux férromagnétiques. 31
Figure 2.20 Représentation schématique d'un vortex. 33
Figure 2.21 Influence du courant sur le réseau de vortex. 33
Figure 2.22 Courant critique dans un ruban de BSCCO en fonction du champ magnétique appliqué. 35
Figure 2.23 Photographie d'un câble Roebel. 36
Figure 2.24 Illustration de la transformation d'un ruban d'YBCO en ruban multifilamentaire. 37

Figure 2.25 Illustration de l'intérêt d'ajouter des pièces ferromagnétiques aux extrémités des bobines. 38
Figure 2.26 Bobine hélicoïdale classique avec une seule couche Bobine de type "pancake". 39
Figure 2.27 Comparaisons des pertes de différents types de bobines et de différents matériaux. 40
Figure 2.28 Configurations possibles pour la mise en parallèle de rubans d'YBCO. . 42
Figure 2.29 Illustration de l'ajout de "spacers" dans une bobine supraconductrice. . 42
Figure 2.30 Technique d'isolation des rubans supraconducteurs. 44
Figure 2.31 Illustration d'un support pour les bobines supraconductrices. 44
Figure 2.32 Allure des tensions aux bornes d'un ruban de BSCCO en appliquant une rampe de courant. 47
Figure 2.33 Configuration de cryostat avec noyau inclus dans le refroidissement. . . 50
Figure 2.34 Configuration de cryostat dans laquelle uniquement les bobines sont refroidies 50
Figure 2.35 Configurations possibles de traversées. 53
Figure 2.36 Comparaison de la conductivité thermique de fils supraconducteurs HTC. 54
Figure 3.1 Illustration du transformateur supraconducteur. 60
Figure 3.2 Emplacements des bobines du secondaire et du primaire. 61
Figure 3.3 Allure du champs de magétisation du transformateur. 62
Figure 3.4 Schéma équivalent du circuit magnétique utilisant l'analogie d'Hopkinson. 67
Figure 3.5 Allure de la résistance des rubans supraconducteurs en fonction du courant y circulant. 70
Figure 3.6 Allure de la configuration 1 des enroulements en cuivre (à gauche) et supraconducteur (à droite). 72
Figure 3.7 Allure de la configuration 2 des enroulements en cuivre (à gauche et à droite) et supraconducteur (au centre). 73
Figure 3.8 Configuration géométrique du noyau utilisée dans la simulation par éléments finis. 77
Figure 3.9 Allure du maillage du noyau généré sous COMSOL MultiPhysics pour la simulation par éléments finis. 77
Figure 3.10 Illustration de la technique d'homogénéisation. 78
Figure 3.11 Représentation de la répartition de l'induction magnétique pour deux modèles de bobine. 79
Figure 3.12 Représentation du maillage 2-D pour deux modèles de bobine. 79
Figure 3.13 Vue "éclatée" des 4 parties constituant les bobines primaires. 80

Figure 3.14 Représentation 3D des deux bobines primaires et du maillage associé. . 81
Figure 3.15 Illustration de la technique d'homogénéisation et du maillage pour les parties en cuivre de la partie secondaire. Exemple utilisant la configuration de type 2. 81
Figure 3.16 Illustration de la simplification effectuée sur la bobine supraconductrice. 82
Figure 3.17 Illustration de la technique du maillage mappé pour un ruban supraconducteur. 84
Figure 3.18 Illustration du maillage standard proposé par Comsol pour un ruban supraconducteur. 84
Figure 3.19 Plan de symétrie utilisable pour le transformateur. 86
Figure 3.20 Géométrie une fois les découpages selon les axes de symétrie preséntés ci-dessus effectués. 86
Figure 3.21 Distribution et tracé des lignes de champ magnétique autour des rubans supraconducteurs. 93
Figure 3.22 Allure de l'induction dans les sections du noyau pour un courant de magnétisation de 0.125 A. 95
Figure 3.23 Modélisation du transformateur sous forme d'un circuit équivalent. . . 95
Figure 3.24 Modélisation du transformateur sous forme d'un circuit équivalent ramené au secondaire. 98
Figure 4.1 Empilage et alignement des tôles en E. 101
Figure 4.2 Assemblage final des tôles en E maintenues mécaniquement par deux pièces d'acier. 101
Figure 4.3 Assemblage final des tôles en I. 102
Figure 4.4 Bobines primaires. 103
Figure 4.5 Moule en bois préparé pour l'injection de mousse polyuréthane. 105
Figure 4.6 Réservoir cryogénique après "démoulage". 105
Figure 4.7 Bobine secondaire en cuivre. 106
Figure 4.8 "Canaux" de guidage pour les fils des différentes bobines secondaires. . 106
Figure 4.9 Bobine de cuivre imitant la bobine secondaire supraconductrice. 108
Figure 4.10 Illustration du support en bois de la bobine supraconductrice. 108
Figure 4.11 Ruban supraconducteur enroulé sur son support puis recouvert d'une couche de téflon pour le protéger. 109
Figure 4.12 Bobines supraconductrice et électrodéposition de cuivre 110
Figure 4.13 Passage de l'amenée de courant en cuivre dans le support de bobine. . 111
Figure 4.14 Soudure de l'amenée de courant en cuivre sur le ruban supraconducteur. 112
Figure 4.15 Vues des 3 bobines secondaires empilées et emboitées. 112

Figure 4.16 Assemblage des 3 bobines secondaires montées dans le réservoir d'azote liquide. 113
Figure 4.17 Assemblage avant pose de la culasse du circuit ferromagnétique en E avec les bobines primaires autour des jambes latérales et les bobines secondaires à l'intérieur du réservoir cryogénique autour de la jambe centrale. 114
Figure 4.18 Fermeture du circuit magnétique en E avec la culasse en I. 115
Figure 4.19 Montage complet du transformateur avec son bornier câblé. 116
Figure 5.1 Modélisation du transformateur sous forme d'un circuit équivalent. . . 117
Figure 5.2 Allure du courant de magnétisation et de son spectre harmonique. . . . 119
Figure 5.3 Illustration de la déformation du courant lorsque le flux est imposé sinusoïdal 120
Figure 5.4 Courbe d'échange thermique pour un ruban supraconducteur dans l'azote liquide. 123
Figure 5.5 Circuit de commande de la bobine du contacteur. 126
Figure 5.6 Allure des courants de court-circuit au secondaire du transformateur. . 128
Figure 5.7 Allure des tensions et des courants de court-circuit au primaire du transformateur. 128
Figure 5.8 Circuit équivalent du transformateur pour la recherche de la résistance de court-circuit. 129
Figure 5.9 Allure de la tension et du courant de court-circuit vu du primaire et leur interpolation polynomiale lorsque le secondaire est constitué uniquement d'une bobine en cuivre. 130
Figure 5.10 Allure de la tension et du courant de court-circuit vu du primaire et leur interpolation polynomiale lorsque le secondaire comporte une bobine supraconductrice. 130
Figure 5.11 Allure de la résistance de court-circuit avec et sans bobine supraconductrice. 132
Figure 5.12 Détermination de la durée du court circuit entre la fermeture et l'ouverture du circuit. 132
Figure 5.13 Allure de la résistance de court-circuit de la bobine supraconductrice et du courant qui la traverse. 134
Figure 5.14 Allure de la température moyenne de la bobine supraconductrice. . . . 134
Figure B.1 Dessin des tôles du circuit magnétiques E-I du transformateur. 157
Figure B.2 Courbe $B(H)$ des tôles du circuit magnétiques. 158
Figure B.3 Courbe de pertes dans le fer. 159

Figure B.4 Courbe évaluant la puissance de magnétisation nécessaire. 160
Figure C.1 Vue en coupe de la répartition du champ magnétique dans le transformateur. 162
Figure C.2 Vue en coupe de la répartition du champ magnétique dans le transformateur. 163

LISTE DES ANNEXES

Annexe A : Ruban supraconducteur 146
Annexe B : Circuit magnétique 156
Annexe C : Flux de fuite du transformateur 161

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

Abréviations :

1-D	1 dimension
2-D	2 dimensions
3-D	2 dimensions
AC	Courant alternatif
BSCCO	Composé de Bismuth-Strontium-Calcium-Cuivre-Oxygène
BT_c	Basse température critique
C-C	Court-circuit
DC	Courant continu
FEM	Force électromotrice (V)
FMM	force magnétomotrice (A)
HT_c	Haute température critique
LHe	Hélium liquide
LN_2	Azote liquide
MEF	Méthode des éléments finis
RRR	Rapport de résistivité résiduelle
YBCO	Composé de Yttrium-Baryum-Cuivre-Oxygène

Notations :

μ	Perméabilité (H/m)
μ_0	Perméabilité magnétique du vide ($4\pi x10^{-7}$ H/m)
μ_r	Perméabilité magnétique relative (H/m)
$\mu_{r_{1.5}}$	Perméabilité relative @1.5T
$\mu_{r_{0.75}}$	Perméabilité relative @0.75T
σ	conductivité électrique (S/m)
φ	Déphasage entre la tension de référence et le courant (rad)
$k_{p_{0.75}}$	Coefficient de pertes @0.75T (W/kg)
$k_{\mu_{1.5}}$	Coefficient de magnétisation @1.5T (VA/kg)
$k_{\mu_{0.75}}$	Coefficient de magnétisation @0.75T (VA/kg)
ρ	Résistivité électrique (ω.m)
ρ_{Cu}	Résistivité électrique du cuivre (ω.m)
ρ_{Ag}	Résistivité électrique de l'argent (ω.m)
ρ	Résistivité électrique (ω.m)

Φ	Flux de chaleur (W)
A	Potentiel vecteur magnétique
B	Densité de flux magnétique (T)
$B_{//}$	Composante de B parallèle au ruban (T)
B_{max}	Valeur maximale de l'induction dans le noyau (T)
$B_{\perp}$	Composante de B perpendiculaire au ruban (T)
C	capacité (F)
e	épaisseur (m)
e_{tole}	épaisseur d'une tôle du circuit magnétique (m)
E	Champ électrique (V/m)
E_c	Champ électrique critique (V/m)
f	fréquence de l'alimentation (Hz)
F	Force (N)
h	Conductivité thermique (W/(m.K))
H	Champ magnétique (A/m)
H_c	Champ magnétique critique (A/m)
H_{c_1}	Premier champ magnétique critique (matériaux de type II) (A/m)
H_{c_2}	Deuxième champ magnétique critique (matériaux de type II) (A/m)
$H_{fenetre}$	Hauteur de fenêtre(m)
I	Courant (A)
I_{μ}	Courant de magnétisation (A)
I_c	Courant critique (A)
I_{cc}	Courant de court-circuit (A)
I_{nom}	Courant nominal assigné (A)
I_{pri}	Courant au primaire du transformateur (A)
I_{sec}	Courant au secondaire du transformateur (A)
J	Densité de courant (A/m^2)
J_c	Densité de courant critique (A/m^2)
l	longueur (m)
$l_{fenetre}$	Largeur de fenêtre (m)
L_f	Inductance de fuite (H)
L_{μ}	Inductance de magnétisation (H)
M	Masse du noyau (kg)
n	Exposant de la loi en puissance pour le modèle $E - J$
N_{pri}	Nombre de spires au primaire
N_{sec}	Nombre de spires au secondaire

P_{fer}	Pertes dans le circuit magnétique (W)
p_μ	puissance de magnétisation (VA)
R	Résistance (Ω)
R_{fer}	Résistance équivalente à P_{fer} dans le modèle circuit
Q	Puissance réactive
S	Surface en m^2
S_{core}	Surface du noyau (m^2)
T	Température (K)
T_c	Température critique (K)
T_{pri}	Température des bobines primaires (K)
T_{amb}	Température ambiante (K)
V	Tension (V)
V_{cc}	Tension de court-circuit (V)
V_{nom}	Tension nominale assignée (V)
V_{pri}	Tension au primaire du transformateur (V)
V_{sec}	Tension au secondaire du transformateur (V)
W	Energie magnétique (J)
ω	Pulsation du réseau (rad/s)
X	Réactance
Z	impédance (ω)

Lexique :

Quench	Transition du matériau supraconducteur vers l'état résistif.

CHAPITRE 1

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Depuis leur découverte en 1911, les matériaux supraconducteurs, caractérisés par l'absence de résistance au passage du courant électrique, ont toujours présentés un intérêt pour les appareillages en électrotechnique avec, par exemple, les transformateurs, les moteurs, les électro-aimants, etc. En 1986, la découverte des matériaux supraconducteurs à haute température critique, c'est à dire les matériaux qui sont supraconducteurs au dessus d'une température de 77 K, a suscité un intérêt grandissant pour cette technologie grâce à une minimisation des coûts liés à la cryogénie et une simplification des cryostats.

Les transformateurs sont parmi les appareillages électriques les plus utilisés dans les réseaux d'énergie électrique. Ils permettent d'augmenter le niveau de tension pour le transport de l'énergie sur de grande distance, mais aussi, de réduire celui-ci à différents niveaux pour la distribution aux clients industriels et résidentiels. Un bon rendement des transformateurs est donc primordial, surtout pour les très fortes puissances, qui peuvent atteindre plusieurs centaines de MVA. Le remplacement des bobines en cuivre ou en aluminium, qui sont des matériaux classiquement utilisés dans les transformateurs, par des enroulements supraconducteurs pourrait permettre d'accéder à de nombreux avantages tel que :

- la réduction du poids et du volume à puissance égale,
- l'amélioration du rendement.

Avec l'augmentation de la puissance, le développement des interconnexions et le fait que les réseaux sont de plus en plus maillés (e.g. ajout de production distribuée), les différents appareillages (transformateurs, lignes, disjoncteurs, ...) doivent être capable de supporter des courants de court-circuit de plus en plus importants. À ce sujet, l'utilisation de matériaux supraconducteurs permet l'ajout d'une fonction de limitation du courant de court-circuit. En effet, les supraconducteurs, qui possèdent une résistance nulle dans une certaine plage de courant, peuvent également développer une résistance importante en cas de dépassement du courant critique du matériau (court-circuit par exemple). On appelle courant critique, le courant en-dessous duquel le matériau est dans l'état supraconducteur. Au-dessus de ce courant, le matériau supraconducteur passe naturellement dans un état dissipatif et possède une résistance non négligeable qui, en fait, de par ses propriétés intinsèques, est un excellent candidat pour les limiteurs de courant de court-circuit.

Il semble donc très intéressant de faire évoluer la technologie des transformateurs vers la supraconductivité. À ce titre, ce mémoire permettra une première expérience au laboratoire au sujet des enjeux liés à la conception et à la construction des transformateurs supraconducteurs par le biais d'une revue de littérature, mais surtout, par la construction d'un prototype qui permettra de vérifier, avec des mesures expérimentales, l'efficacité de la limitation du courant de court-circuit.

Ce mémoire s'articule autour de 4 chapitres :

- Le premier chapitre est une étude bibliographique. Il contient une introduction sur la supraconductivité ainsi que la présentation des intérêts, des enjeux et des contraintes liés à l'emploi des matériaux supraconducteurs dans les transformateurs (et les applications de forte puissance en général).

- La seconde partie s'intéresse à la conception d'un prototype de transformateur supraconducteur. Le chapitre s'articule autour de méthodes classiques de l'électromagnétisme mais aussi, de simulations par la méthode des éléments finis.

- La troisième section de ce mémoire est très descriptive et concerne la construction du prototype de transformateur, allant de l'assemblage des tôles jusqu'à la réalisation de la bobine supraconductrice.

- Le quatrième chapitre présente les résultats expérimentaux du prototype réalisé, l'analyse de ces résultats, de même qu'une comparaison avec des calculs théoriques et les valeurs d'inductance obtenues par simulation. On y trouve également les essais de limitation du courant de court-circuit.

À la fin du mémoire, on trouvera une conclusion reprenant les points clés de cette étude sur les transformateurs supraconducteurs. Les annexes contiennent des informations sur les tôles ferromagnétiques fournies par le manufacturier (TEMPEL) et les caractéristiques des rubans supraconducteurs qui ont servi à la réalisation du prototype (SuperPower Inc.).

CHAPITRE 2

REVUE DE LITTÉRATURE

2.1 Introduction à la supraconductivité

2.1.1 Bref Historique

En 1911, plusieurs théories sur la résistivité des métaux à très basse température étaient proposées par Lord Kelvin, Matthiessen et Dewar (voir figure 2.1) [1]. Le physicien Néerlandais Heike Kamerlingh Onnes a alors effectué les mesures nécessaires pour vérifier ces hypothèses. Lors de ces essais, Gilles Holst observa la "disparition" de la résistivité du mercure quand la température était inférieure à 4.2 K. Plus concrétement, la résistivité se révélait impossible à mesurer (voir figure 2.2) [2]. La supraconductivité était découverte.

Un an plus tard les mêmes phénomènes étaient observés pour d'autres matériaux comme l'étain et le plomb, qui deviennent supraconducteurs aux températures respectives de 3.7 K et 6 K. L'état supraconducteur est principalement caractérisé par ses formidales propriétés conductrices en présentant une résistance nulle au passage du courant qui permet de transporter le courant électrique sans pertes.

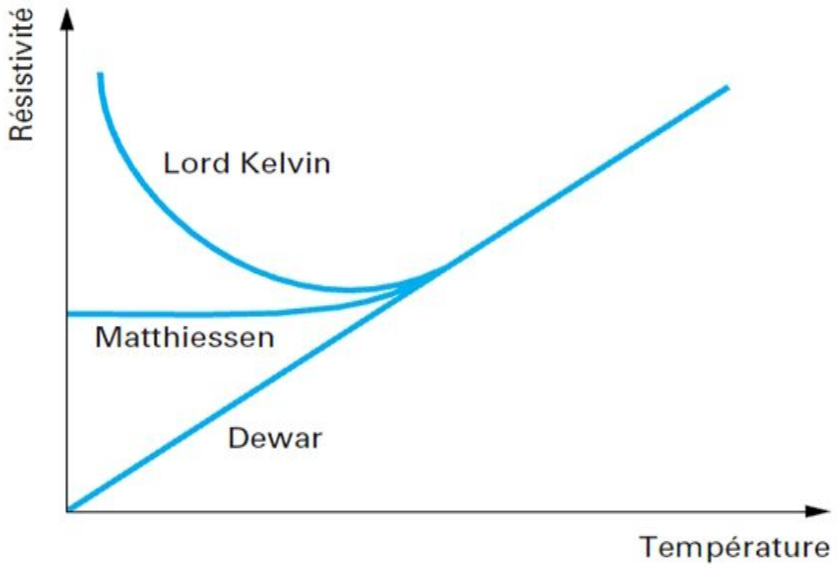


Figure 2.1: Différentes théories de résistivité à basse température [1].

Les premiers matériaux supraconducteurs utilisés, dits à basse température critique, étaient surtout constitués de métaux purs ou d'alliage de métaux. En ce qui concerne l'electrotechnique, nous pouvons par exemple citer les alliages de niobium-titane (NbTi), de niobium-étain (NbSn) et de niobium-aluminium (NbAl), qui sont beaucoup utilisés dans la réalisation de bobines à fort champ magnétique. En 1986, la découverte des céramiques basées sur des oxyde de cuivre par J.G. Bednorz et K.A. Müller relance l'intérêt des recherche sur les matériaux supraconducteurs. En effet, ces derniers ont des températures critique beaucoup plus élevées que les supraconducteurs conventionnels découverts à l'époque. Les composés à base d'Yttrium-Barium-Cuivre-Oxygène (YBaCuO) et de Bismuth-Strontium-Calcium-Cuivre-Oxygène (BSCCO) sont les plus utilisés dans les applications à haute température critique, car on peut simplement les refroidir à l'azote liquide, donc à moindre coût. Plus récemment, en 2001, le diborure de magnésium MgB_2 a été découvert et les supraconducteurs conventionnels sont à nouveau envisagés pour les applications électrotechniques grâce à une température critique de 40 K pour le MgB_2.

2.1.2 Propriétés générales des matériaux supraconducteurs

2.1.2.1 Diamagnétisme parfait

Les supraconducteurs présentent la propriété d'empêcher la pénétration de tout champ magnétique dans lequel ils sont immersés. Ce phénomène est appelé effet Meissner (voir figure 2.3).

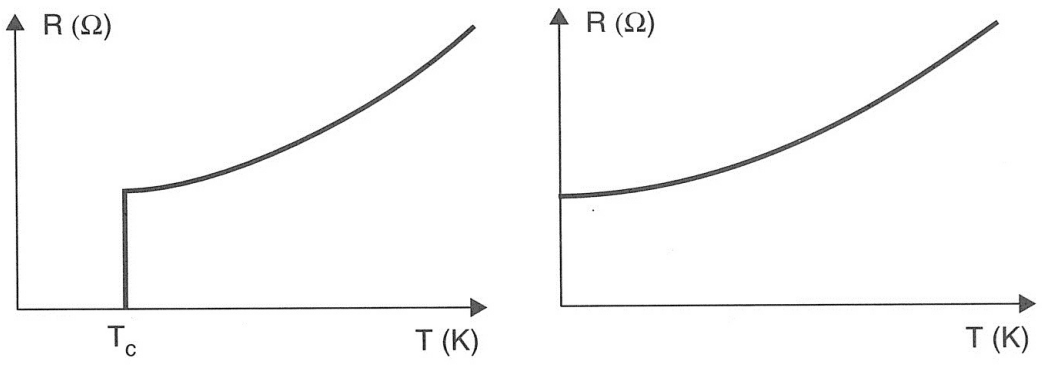


Figure 2.2: Allure de la variation de la résistance en fonction de la température [2]. À gauche : matériau supraconducteur, résistance non mesurable en dessous de la température critique. À droite : métal normal, résistance toujours mesurable quelque soit la température.

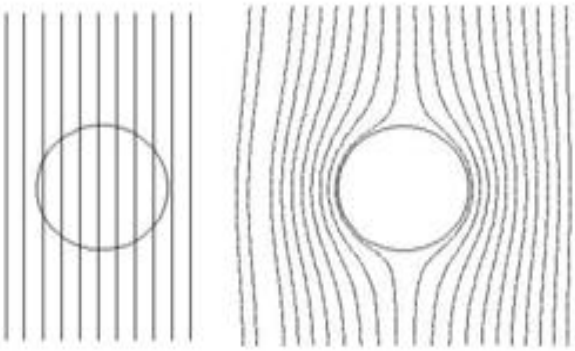


Figure 2.3: Illustration du diamagnétisme parfait d'un supraconducteur.

2.1.2.2 Grandeurs critiques

Trois paramètres fondamentaux gouvernent et influencent l'état supraconducteur [1]-[3] :

- la température T
- le champ magnétique H
- la densité de courant J

En effet, au-dessus d'une température appelée température critique (T_c), le matériau perd ses propriétés supraconductrices et devient donc résistif (voir tableau 2.1). Le courant circulant dans le matériau a également son importance car, en dépassant une valeur critique (I_c), le matériau peut également transiter vers l'état résistif. On évoque cependant régulièrement la densité de courant critique (J_c) comme paramètre du fait de son effet plus local. Enfin, le champ magnétique propre et appliqué au matériau supraconducteur peut provoquer une disparition de la supraconductivité si ce denier dépasse une valeur critique (H_c).

Chacun de ces paramètres est fortement lié aux deux autres. L'aire délimitée lorsque l'on prend en compte ces trois paramètres est appelée surface critique. Elle est délimitée par T_c, J_c et H_c (voir figure 2.4). Dans la région comprise entre l'origine et la surface critique, le matériau est supraconducteur, tandis que le matériau est dans un état résistif pour les régions situées en dehors de cette surface.

Concernant le champ magnétique critique, on peut distinguer deux grands types de supraconducteurs. La figure 2.5 nous montre le comportement des deux types de matériau en fonction du champ magnétique. Les supraconducteurs de type I n'ont qu'un seul champ critique. Ils sont supraconducteurs pour un champ magnétique H inférieur à H_c. Ces matériaux

Tableau 2.1: Valeurs de température critique de quelques matériaux supraconducteurs [2].

Matériaux	$T_c(K)$
Al	1.2
Sn	3.7
Hg	4.2
NbTi	9
NbZr	11
Nb	9.3
Nb_3Sn	18.3
Nb_3Al	18.9
MgB_2	40
YBCO	92
BSCCO	110

ne présentent pas d'intérêt majeur en electrotechnique à cause de leur faible H_c dont la valeur n'excède pas quelques milli Teslas [3]. En ce qui concerne les supraconducteurs de type ii, il existe deux champs critiques H_{c1} et H_{c2} en dessous desquels le matériau reste supraconducteur. Ces derniers sont utilisables pour des applications en électrotechnique car leurs champs critiques H_{c_2} est assez elevé et peut atteindre plusieurs Teslas (voir tableau 2.2) [3]. Dans la majorité des cas, le supraconducteur est utilisé entre H_{c1} et H_{c2} et ne présente plus la caractéristique de diamagnétisme parfait. On a alors une pénétration partielle du champ magnétique à l'intérieur du matériau sous forme de vortex (voir figure 2.6).

2.1.3 Quelques caractéristiques *E-J*

2.1.3.1 Modèle de Bean

Le modèle de Bean, également appelé modèle de l'état critique, prédit le comportement des matériaux supraconducteurs de manière binaire. Ainsi, dans le matériau, la densité de courant ne peut prendre que deux valeurs, i.e. soit elle est nulle, soit elle vaut la densité de courant critique J_c (voir figure 2.8).

Cette loi de comportement est la plus simple que l'on puisse trouver, car en l'utilisant, on fait l'hypothèse que la densité de courant critique est indépendante du champ magnétique, et

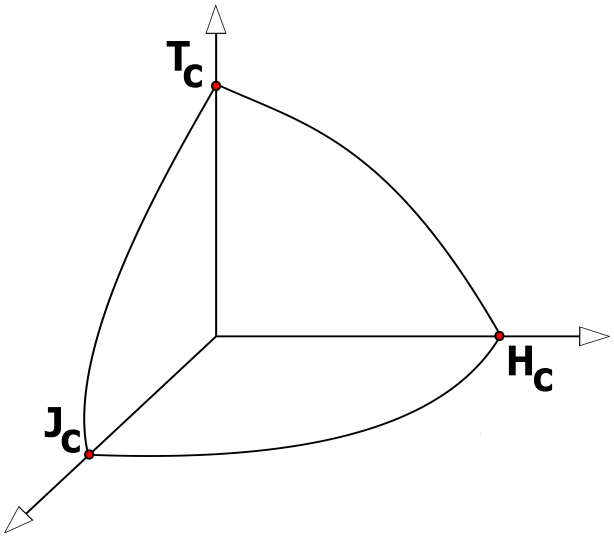


Figure 2.4: Surface critique délimitant la zone supraconductrice.

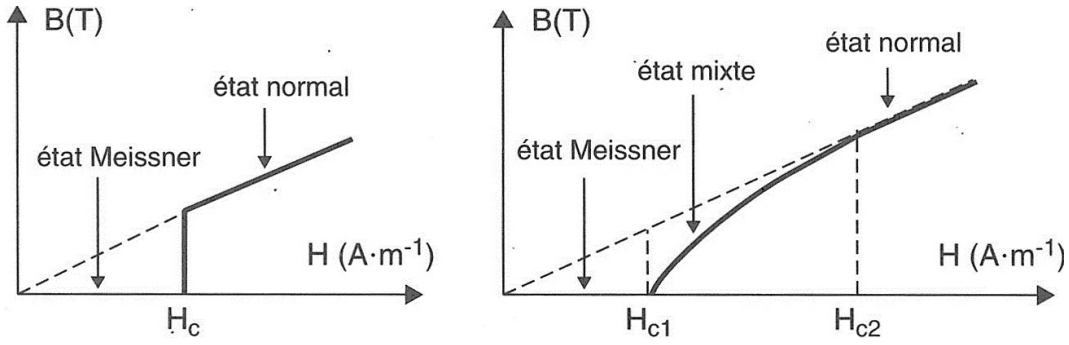


Figure 2.5: Allure de la variation de l'induction magnétique en fonction du champ magnétique [2]. À gauche : supraconducteur de type I. À droite : supraconducteur de type II.

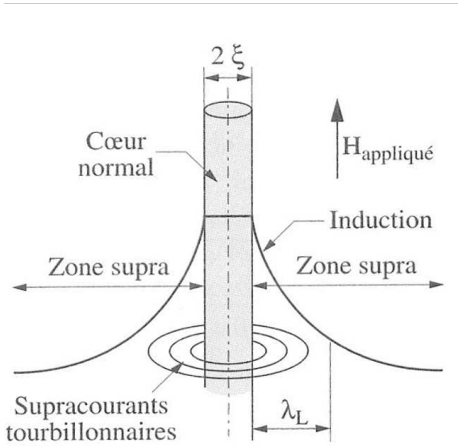


Figure 2.6: Représentation schématique d'un vortex entouré par les "supercourants" d'écrantage [4].

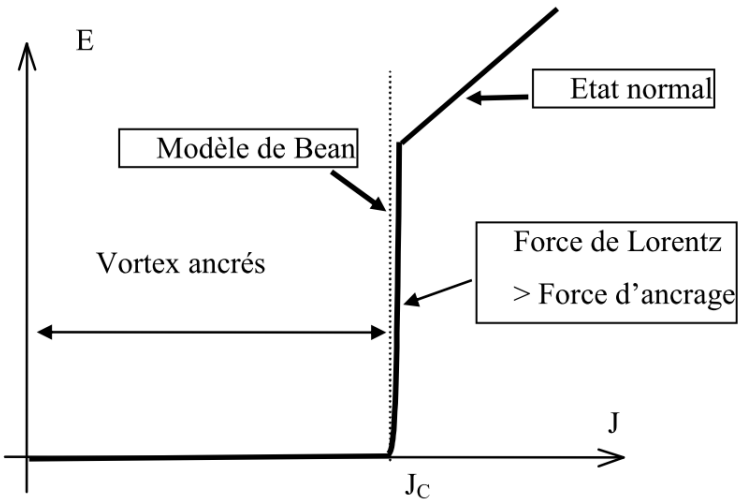


Figure 2.7: Illustration de la caractéristique *E*-*J* des supraconducteurs à basse température critique et du modèle de Bean [5].

Tableau 2.2: Valeurs de champ critique de quelques matériaux supraconducteurs à 0 K [4].

Matériaux	$\mu_0 H_{c1}(mT)$	$\mu_0 H_{c2}(T)$
Al	10.5	-
Sn	30.5	-
Hg	41.1	-
NbTi	10	14
NbTi	-	10.5
Nb	240	0.26
Nb_3Sn	17	25.5
Nb_3Al	-	42
MgB_2	-	-
YBCO	-	140
BSCCO	-	184

on néglige les effets thermiques et l'élevation de la température du matériau. Ce modèle simple permet de réaliser des calculs de façon analytique pour des géométries simples et permet une première approximation du calcul des pertes AC pour les supraconducteurs à basse température critique. En effet, la transition de ces derniers est très brusque et l'augmentation de E est très rapide lorsque $J > J_c$ ainsi le modèle de Bean convient bien aux matériaux à basse température comme on peut le voir sur la figure 2.7 [5].

2.1.3.2 Loi de puissance

Ce deuxième modèle permet de représenter la caractéristique *E-J* pour les matériaux où les effets thermiques ne peuvent plus être négligés. Elle est valable pour les supraconducteurs à haute température critique [6] et peut s'écrire sous la forme d'une loi en puissance :

$$\frac{E}{E_c} = \left(\frac{J}{J_c}\right)^n \tag{2.1}$$

ce qui nous donne,

$$E = \frac{E_c}{J_c}\left(\frac{J}{J_c}\right)^{n-1} J. \tag{2.2}$$

On a les paramètres suivants :

- E : Valeur du champ électrique.
- J : valeur de la densité de courant.
- J_c : Densité de courant critique en champ propre ($\mathrm{A/m^2}$).
- E_c : Critère de champ électrique critique à $J = J_c$, on choisit régulièrement 1 μV/cm.
- n : Paramètre qui determine la "raideur" de la transition pour J proche de J_c. Avec n très grand, la caractéristique E-J se rapproche du modèle de Bean.

Cette loi présente certaines contraintes d'utilisation et n'est valable, par exemple, que pour des valeurs de densité de courant inférieure ou légérement supérieur à J_c. De cette loi de comportement, on peut extraire la résistivité équivalente du matériau en posant :

$$\rho_{supra} = \frac{E}{J} = \frac{E_c}{J_c}\left(\frac{J}{J_c}\right)^{n-1}. \tag{2.3}$$

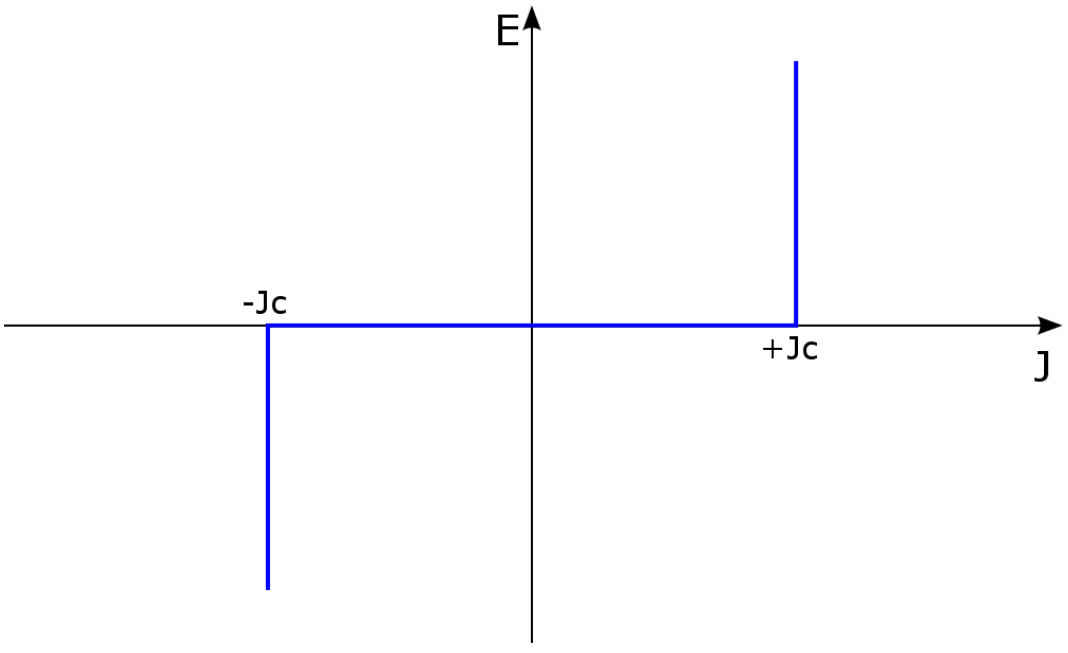


Figure 2.8: Illustration de la caractéristique $E - J$ du modèle de Bean.

2.1.3.3 Influence du champ magnétique sur J_c et n

L'influence du champ magnétique sur J_c et n peut être prise en compte dans la loi de puissance. On peut modéliser la dépendance en champ par la loi de Kim qui s'écrit de la manière suivante [7] :

$$J_c(B) = \frac{J_{c_0}}{1 + \frac{\|B\|}{B_0}} \tag{2.4}$$

Avec :

- J_{c_0} : La densité de courant critique en champ propre.
- B_0 : Une constante à identifier expérimentalement.

La loi de Kim ne prenant pas en compte la direction du champ magnétique, elle ne permet pas de représenter correctement l'anisotropie en champ magnétique des matériaux supraconducteurs. On sait que le champ magnétique appliqué peut avoir un effet plus ou moins marqué sur la densité de courant critique en fonction de son orientation. On peut utiliser la loi de Kim pour plusieurs orientations avec des paramètre différents en fonction de la direction ($\|B_x\|$,$\|B_y\|$, $\|B_z\|$) pour tenter de s'approcher des conditions réelles de fonctionnement du matériau supraconducteur à haute température critique. Il existe également d'autres lois qui prennent en compte l'anisotropie de la dépendance en champ magnétique [8], [9] :

$$J_c(B) = \frac{J_{c_0}}{\alpha_1 + \alpha_2 e^{-B_{//}/B_0} + \alpha_3 e^{-B_{\perp}/B_0}} \tag{2.5}$$

et,

$$n(B) = \frac{J_{c_0}}{\beta_1 + \beta_2 e^{-B_{//}/B_0} + \beta_3 e^{-B_{\perp}/B_0}}. \tag{2.6}$$

Avec :

- $\alpha_{1,2,3}$: les coefficients à identifier pour la dépendance $J_c(B)$.
- $\beta_{1,2,3}$: les coefficients à identifier pour la dépendance $n(B)$.
- B_0 : pris à 1 Tesla pour obtenir une fraction sans dimension.
- n_0 : la valeur du paramètre en champ propre.

2.1.3.4 Influence de la température sur J_c et n

Toujours en lien avec la loi de puissance , on peut utiliser les dépendances en température des paramètres J_c et n proposées par Berger et al. [10] :

$$J_c(T) = J_{c_0} \frac{1 - T/T_c}{1 - T_0/T_c} \tag{2.7}$$

et,

$$n(T) = n_0 \frac{T_0}{T}. \tag{2.8}$$

Avec :

- T_c : La température critique du matériau supraconducteur.
- T_0 : La température du fluide cryogénique.

On peut désormais avoir une loi en puissance beaucoup plus complète qui prend en compte tous les paramètres qui gouvernent l'état supraconducteur et qui pourrait être utilisée en simulation. Cette équation sera de la forme :

$$E = E_c \left(\frac{J}{J_c(B,T)} \right)^{n(B,T)}. \tag{2.9}$$

2.2 Applications des supraconducteurs en électrotechnique

2.2.1 Applications médicales et aimants

En ce qui concerne l'utilisation commerciale des supraconducteurs, l'imagerie médicale est le poste le plus important. Les supraconducteurs (NbTi ou NbSn) y sont utilisés pour fabriquer les très forts champs magnétiques nécessaires à l'IRM et, grâce à ces matériaux hors du commun, la consommation de ces supers aimants se révèle être extrêmement réduite car les bobines sont en court-circuit et le courant y circule de manière quasi-perpétuelle, on supprime ainsi toute alimentation sauf pour l'établissement du courant initial.

Les supraconducteurs massifs, sous forme de pastille de BSCCO ou d'YBCO, peuvent être utilisés pour fabriquer des aimants permanents. En effet, en appliquant une brusque

variation de champ magnétique, on aura l'apparition de courants induits. Cependant, grâce aux propriétés intrinsèques du matériau, ces courants ne s'amortissent pas et sont piégés dans le matériau. Avec ce procédé, on peut atteindre 11,4 T à 17 K pour un disque en YBCO de 26 mm de diamètre et de 12 mm d'épaisseur [11]. Cela peut également être des bobines avec lesquelles on peut atteidre des inductions de 30 T dans un cylindre de 50 mm de diamètre et 200 mm de long [2]. L'utilisation de supraconducteurs est très avantageuse d'un point de vue énergétique grâce aux faibles pertes mais, aussi pour les intensités de champs magnétiques qui peuvent être atteintes. De tels aimants sont beaucoup utilisés dans les accélérateurs de particules.

2.2.2 Stockage de l'énergie

En dehors des batteries et des condensateurs, nous ne disposons que de très peu de moyens de stocker l'électricité directement. Un moyen de résoudre ce problème est de stocker l'énergie de façon magnétique ou mécanique. Pour cela, on peut utiliser des SMES (superconducting magnetic energy storage) par le biais de bobines supraconductrices en court circuit, ce qui évite d'avoir des pertes par effets Joule. On peut également employer des volants d'inertie avec des paliers magnétiques utilisant des matériaux supraconducteurs, le tout étant maintenu sous vide pour éviter les pertes par frottements.

2.2.3 Machines électriques

L'utilisation de matériaux supraconducteurs pour cette application permet d'augmenter le champ magnétique et d'améliorer le rendement avec une diminution des pertes. La diminution du poids et du volume et l'augmentation du rendement pour une même puissance facilite le développement des moteurs supraconducteurs dans les applications embarquées [12].

2.2.4 Transformateur et limiteur de courant de court-circuit

Nous allons aborder ici brièvement le cas des transformateurs et des limiteurs de court-circuit (souvent appelés simplement limiteurs de courants). Nous reviendrons plus en détails sur ces derniers un peu plus loin dans le document. Les transformateurs supraconducteurs, par rapport à leurs homologues classiques en cuivre, présentent de plus faibles pertes [13], un volume moindre et un poids généralement plus faible [2]. L'utilisation de supraconducteurs permet, grâce aux propriétés intrinsèques du matériau, de proposer une fonction de limitation de courant de court-circuit qui peut se révéler très intéressante d'un point de vue réseau électrique. Les supraconducteurs sont d'excellents candidats pour la limitation du courant.

En effet, on peut utiliser la transition naturelle du matériau de l'état supraconducteur vers l'état résistif pour réaliser cette fonction.

2.2.5 Transports

L'avantage de la supraconductivité dans le domaine des transports repose sur l'effet Meissner et la lévitation magnétique. On a donc absence de frottement (sauf avec l'air), ce qui signifie aucun contact roue/rail (pas d'usure, ni de contraintes mécaniques...). Le système de propulsion est essentiellement magnétique, c'est à dire qu'il n'y a pas de pantographe comme dans les trains classiques, et cela permet d'espérer une vitesse maximale plus élevée [2][14].

2.2.6 Transport de l'énergie

Les courants admissibles étant plus élevés que dans les lignes conventionnelles, les câbles de transport supraconducteurs sont particulièrement intéressants pour accroître la puissance transmissible d'un réseau électrique tout en améliorant le rendement. Avec le développement des systèmes HVDC, le transport en courant continu pourrait devenir particulièrement intéressant, car on réduit des pertes dues au courant alternatif dans les matériaux supraconducteurs [14].

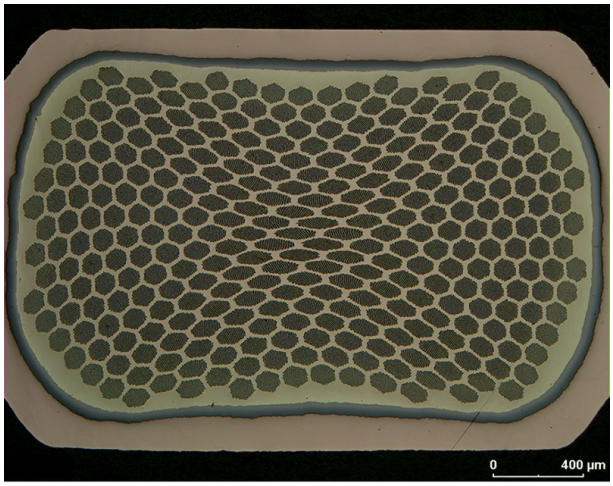


Figure 2.9: Vue en coupe d'un fil de NbSn de Bruker. Source : `http://www.bruker-est.com/nb3sn.html`.

2.3 Technologies des fils supraconducteurs

Il existe diffférents types de fils supraconducteurs qui ont évolués au cours du temps et qui diffèrent selon l'application pour laquelle on souhaite les utiliser.

2.3.1 Supraconducteur à basse température critique

Les supraconducteurs à basse température critique tels que les alliages de NbTi ou de NbSn sont principalement utilisés sous forme multifilamentaire pour de réduire les pertes. Afin de réaliser le fil supraconducteur, un grand nombre de brins sont torsadés et noyés dans une matrice de métal ayant des propriétés particulières (voir figure 2.9). En effet, cette dernière doit pouvoir assurer une bonne stabilisation thermique du supraconducteur, apporter une bonne résistance mécanique, mais aussi une assez bonne conductivité pour shunter les filaments supranconducteurs en cas de transitions du matériaux vers l'état résistif. Cela permet d'éviter des échauffements destructeurs car les matériaux supraconducteurs deviennent généralement plus résistif que les métaux classiquement utilisés en électrotechnique, tels que le cuivre ou l'aluminium. Les filaments sont torsadés afin de diminuer les pertes par couplage dues aux champs magnétiques variables, et la matrice est généralement constituée, dans différentes proportions, de cuivre, de bronze ou de cupronickel [4]. Un des avantages majeurs de ces fils est leur maléabilité et leur souplesse, qui facilitent la fabrication de bobines de formes diverses.

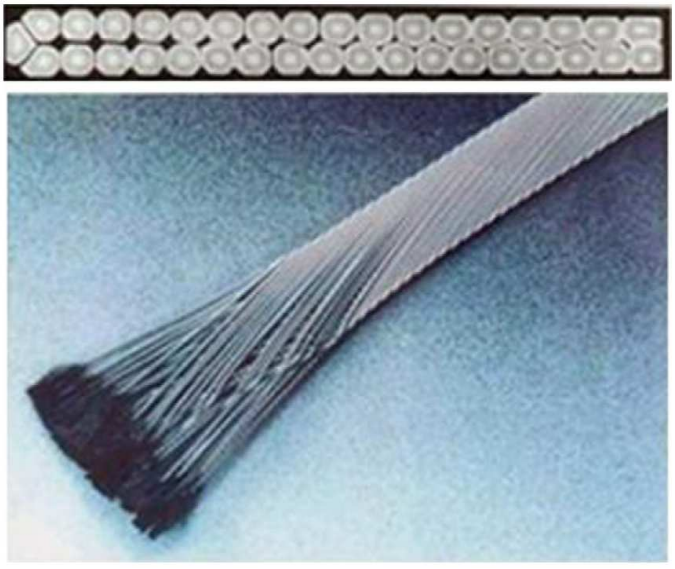


Figure 2.10: Illustration d'un câble utilisant une transposition de type Rutherford [15].

Pour les applications demandant de très forts courants, on peut utiliser plusieurs des ces fils pour former des câbles. Les différents conducteurs peuvent être torsadés comme une corde ou alors on peut également former des câbles plats en utilisant une transposition de type Rutherford (voir figure 2.10).

2.3.2 Haute température critique

Les supraconducteurs à haute température critique les plus utilisés pour les applications de forte puissance sont le BSCCO et l'YBCO. Ces matériaux sont des céramiques et sont reconnus pour être extrêmement fragiles. Afin de leur donner la souplesse nécessaire pour la réalisation de bobines ou de câbles, il est nécessaire de les rendre le plus fin possible, mais aussi de les associer avec d'autres matériaux plus résistant mécaniquement pour leur conférer une certaine solidité. Le tableau 2.3 présente les principaux matériaux à haute température critique utilisés dans les transformateurs ou les limiteurs de courant supraconducteurs.

2.3.2.1 Cas du BSCCO

Il existe deux phases de BSCCO dont les caractéristiques sont données dans le tableau 2.3. Le BSCCO-2223 est généralement privilégié par rapport au BSCCO-2212 étant donné sa plus haute température critique et sa plus grande densité de courant critique à 77 K [4]. Les fils utilisant du BSCCO sont dits de première génération et sont multifilamentaires afin d'obtenir une certaine souplesse. Les densités de courant dans ce type de fils peuvent être supérieures à 70 kA par centimètre carré. Typiquement, un ruban d'approximativement 4 millimètres de large et de 0.2 mm de haut, comporte entre 55 et 121 filaments de BSCCO-2223 noyés dans une matrice d'argent (voir figure 2.11), et le courant critique est compris entre 80 et 120 A [16]. Ce type de ruban peut être produit industriellement en longueurs supérieures à 2000 m [17].

2.3.2.2 Cas de l'YBCO

Les conducteurs à base d'YBCO, dits de deuxième génération, ont nécessité des processus de fabrication particuliers et hautement technologiques pour pouvoir les rendre souples.

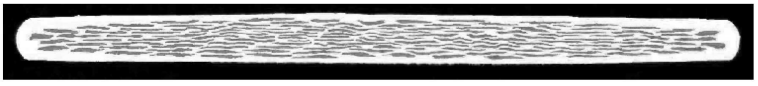


Figure 2.11: Vue en coupe d'un ruban de BSCCO-2223 avec 121 filaments [17].

Tableau 2.3: Matériaux supraconducteurs à haute température critique les plus utilisés en électrotechnique.

Matériau	Nom	Température critique (T_c)
$Y_1Ba_2Cu_3O_{7-x}$	YBCO-123	92 K
$Y_2Ba_4Cu_7O_{15-y}$	YBCO-247	95 K
$Bi_2Sr_2Ca_1Cu_2O_y$	BISCCO-2212	80 K
$Bi_2Pb_xSr_2Ca_2Cu_3O_y$	BISCCO-2223	110 K

Contrairement au BSCCO, les rubans d'YBCO n'utilisent pas de techniques multifilamentaires, mais sont réalisés à partir de couches minces déposées sur un substrat métallique flexible, puis recouvert par une seconde couche métallique servant de stabilisateur thermique (voir figure 2.12). Cette technique de conducteur déposé permet d'améliorer la tenue mécanique des fils tout en assurant leur protection en cas de supra-normale locale. La couche supraconductrice ne dépasse pas quelques microns (0.5 à 2), les densités de courant sont alors très élevées et peuvent dépasser 1000 kA par cm^2

2.3.2.3 Que choisir pour un transformateur ?

Comme nous l'avons précisé plus tôt dans ce mémoire, les supraconducteurs à basse température critique, bien qu'intéressant mécaniquement, sont à éviter dans les transformateurs. Leur fonctionnement exige une température extrêmement basse, et le refroidissement se fait généralement à l'hélium liquide, donc une température de 4.2 K. Il en découle des coûts cryogéniques trop elevés pour rivaliser avec les transformateurs classiques, dont le rendement est déjà très bon (98 à 99%).

Concernant les rubans supraconducteurs à haute température critique, ils doivent avoir certaines caractéristiques afin de considérer leur utilisation dans les transformateurs, mais plus généralement dans toutes les applications à forte puissance :

- Faible pertes AC pour diminuer les coûts cryogéniques.
- Forte capacité à transporter du courant pour minimiser la quantité de matériau.
- Faible dépendance en champ magnétique pour éviter une diminution du courant critique.
- Bonnes propriétés mécaniques pour la réalisation d'enroulements.
- Propriétés thermiques facilitant un retour à la supraconductivité après une phase de transition.

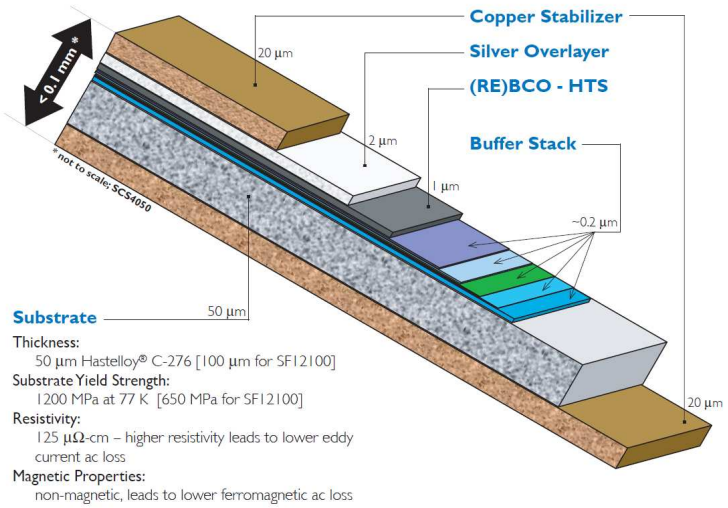


Figure 2.12: Détails des différentes couches constituant un ruban supraconducteur de SuperPower Inc. [18].

On peut constater un plus grand intérêt pour l'YBCO que pour le BSCCO dans les prototypes de transformateurs les plus récents (voir tableau 2.5). Cela peut s'expliquer par la plus faible dépendance en champ magnétique, c'est à dire que, pour un même champ magnétique appliqué, la densité de courant critique J_c sera moins affectée dans un conducteur à base d'YBCO que dans un autre en BSCCO [19]. D'après Mukoyama et al [19], la capacité de transport en courant à 77 K est également plus importante dans les rubans à base d'YBCO. De plus, si l'on s'intéresse à la résistance mécanique des fils, les conducteurs de seconde génération présentent, grâce à leur substrat, une plus grande résistance aux stress mécaniques auxquels ils peuvent être soumis lors des phases de bobinage et pendant les courts-circuits (voir figure 2.13).

D'après Kim et al [20], les rubans d'YBCO ont de plus faibles pertes AC que ceux de BSCCO (voir figure 2.14). Ils sont donc plus avantageux pour les applications utilisant de grandes longueurs de fil comme les enroulements de transformateurs ou les câbles. Si on se réfère au même article, on peut constater que la transition vers l'état résistif se fait plus rapidement dans le cas de l'YBCO [20]. On peut ainsi obtenir une limitation du courant plus efficace dès le premier pic avec les rubans d'YBCO qu'avec les rubans utilisant du BSCCO. L'YBCO semble donc être un candidat idéal pour les transformateurs supraconducteurs ayant une fonction de limitation du courant.

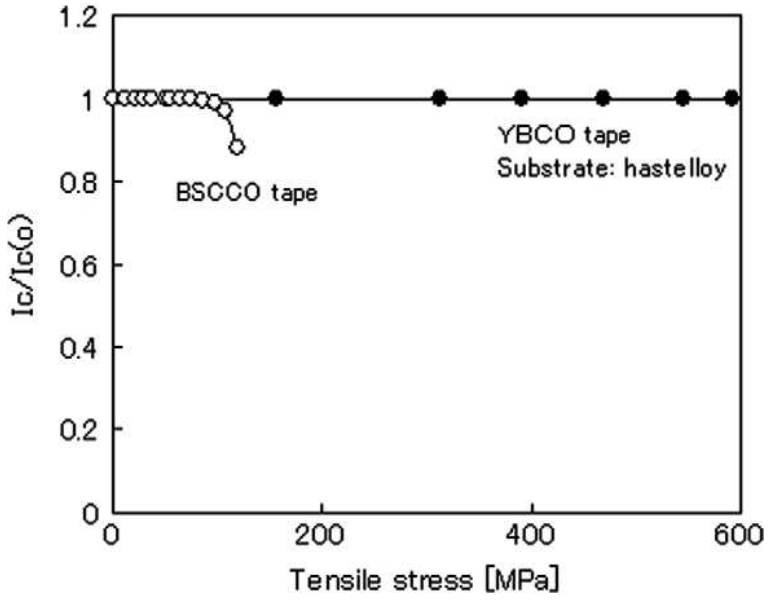


Figure 2.13: Résultats de tests de contraintes mécaniques réalisés par Mukoyama et al, sur des rubans de BSCCO et d'YBCO [19].

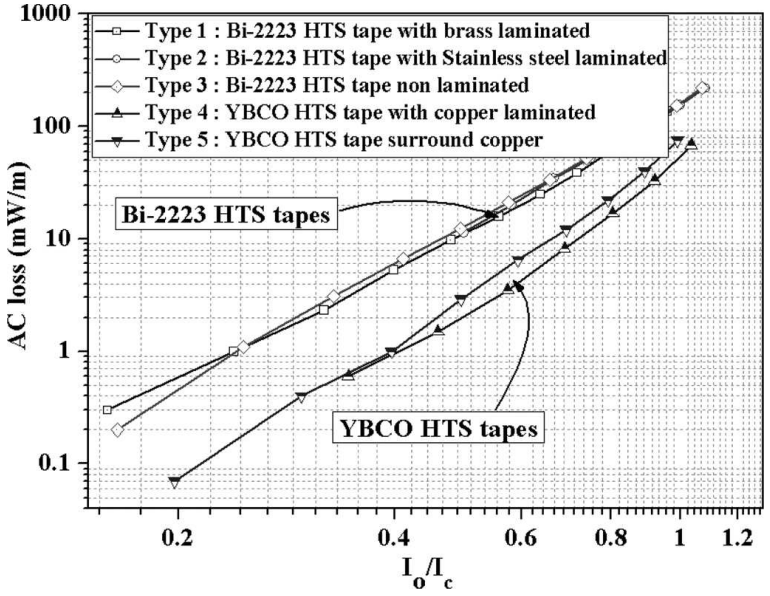


Figure 2.14: Résultats de mesures de pertes sur différents rubans d'YBCO et de BSCCO par Kim et al [20].

2.4 Transformateurs supraconducteurs

2.4.1 Les transformateurs, un réel besoin

Les transformateurs sont parmi les appareillages électriques les plus utilisés dans les réseaux d'énergie électrique. Ils sont principalement employés pour augmenter ou abaisser les niveaux de tensions, selon l'utilisation que l'on souhaite. Cela peut être quelques centaines de volts pour la distribution chez les clients résidentiels, mais également plusieurs milliers de volts afin de réduire les pertes sur de grandes distances dans le cas des réseaux de transport.

Les transformateurs actuellement installés dans les réseaux sont majoritairement agés et une partie d'entre eux auraient besoin d'être remplacés [21]. De plus, dans certaines régions du monde, principalement en Asie et dans les pays d'Europe de l'est , le développement des réseaux de distribution d'énergie électrique est relativement rapide et nécessite un grand nombre de transformateurs pour assurer cette croissance. Un exemple marquant est celui de la Chine, qui, d'après les données du State Grid Corporation of China, voit sa demande en énergie exploser et prévoit augmenter la puissance de 100 GW par an pendant les cinq années à venir [22][23]. Afin de répondre à cette demande croissante d'énergie, et pour éviter de multiplier le nombre de transformateurs fonctionnant au dessus de leur capacité nominale, l'installation de nouveaux transformateurs est nécessaire. Les villes et autres zones industrielles ou commerciales fortement développées qui ont besoin de plus d'énergie sont des cas complexes où le problème principal de ces zones réside dans l'espace physique disponible pour l'installation de nouveaux transformateurs. La majorité de ces emplacements se situe dans des espaces confinés et situés à l'intérieur d'immeubles ou à proximité de ces derniers. Ce point est important à noter car, dans certains cas, on privilégie l'utilisation des transformateurs dits "secs" pour éviter les risques d'incendie liés au refroidissement par huile. L'évolution est donc rendue d'autant plus complexe qu'à puissance égale, un transformateur de type "sec" sera plus volumineux que des transformateurs refroidis à l'huile, principalement pour des contraintes de refroidissement, mais aussi diélectriques.

2.4.2 Intérêts des transformateurs supraconducteurs

Malgré un rendement élevé pouvant atteindre 98% ou 99%, les transformateurs avec des enroulements en cuivre ou en aluminium, que l'on va qualifier de transformateurs "classiques", génèrent des pertes dont les origines sont multiples. En premier lieu, il y a les pertes par effet Joule dans les enroulements, qui sont le résultat de la résistance des enroulement multipliée par l'intensité du courant qui les traverse au carré (RI^2). Viennent ensuite les pertes d'origine magnétique, appelées communément "pertes fer". Elles trouvent leurs origines dans le circuit

magnétique du transformateur. Elles sont de deux types :

- Les pertes par courants de Foucault
- Les pertes par hystérésis

Ces deux types de pertes peuvent éventuellement, en plus faible proportion, se retrouver dans la carcasse du transformateur si le matériau qui la constitue est conducteur, aussi bien électriquement que magnétiquement. Malgré une efficacité déjà élevée, l'amélioration du rendement des transformateurs de quelques dixièmes de pourcent peut être très importante étant donné les puissances mises en jeu, qui peuvent être de l'ordre de plusieurs MVA.

Les pertes par effet Joule dans le cuivre sont relativement importantes si on les compare à celles du circuit magnétique et peuvent atteindre 75% des pertes totales [13]. On voit donc clairement l'intérêt de créer des bobinages supraconducteurs. Les transformateurs comportant des enroulements supraconducteurs présentent une géométrie et un arrangement qui peut être similaire aux transformateurs usuels en cuivre. La différence principale réside dans le matériau utilisé. Grâce aux propriétés intrinsèques des matériaux supraconducteurs, les pertes cuivre d'un transformateur classique peuvent être quasiment éliminées, et ce, même s'il existe des pertes pour les matériaux supraconducteurs soumis à un champ magnétique variable. Les mécanismes qui provoquent ces pertes seront expliqués plus loin dans cette étude bilbiographique.

Un autre point important concerne le refroidissement Les enroulements sont plongés dans un bain d'azote liquide à la température de 77 K (-196 °C). L'azote liquide possède la propriété d'être ininflammable. De ce fait, les risques d'incendie des transformateurs supraconducteurs sont fortement réduits par rapport aux transformateurs à bain d'huile. Cela présente aussi des intérêts ecologiques en évitant des pollutions liées à la toxicité des huiles en cas de fuite. L'impact environnemental de tels transformateurs est également moins présent du fait de l'amélioration de leur rendement, ce qui signifie globalement moins d'émissions de CO_2.

D'autres propriétés peuvent être très interessantes d'un point de vue réseau électrique. En effet, les transformateurs ayant des enroulement à base de câbles supraconducteurs profitent de certaines caractéristiques du matériau. L'une des plus importante d'entre elles et la transition de l'état supraconducteur vers l'état résistif lorsque l'on dépasse le courant critique. De cette manière, les transformateurs supraconducteurs pourraient réunir la fonctionnalité de transformateur et de limiteur de courant. Cette capacité à limiter le courant serait un avantages non négligeable pour le developpement futur des réseaux en améliorant la stabilité

et la fiabilité, et donc globalement la qualité de l'énergie. Concernant les applications embarquées, un gain de poids de l'ordre de 50% peut être observé tandis que les pertes peuvent être réduites de 80 % par rapport aux pertes d'un transformateurs conventionnel en cuivre (voir figure 2.16) [24] [13].

D'après la figure 2.15, tirée de l'article de Hayashi et al [24], on peut constater que le transformateur supraconducteur devient économiquement intéressant après une période de fonctionement de 18 ans. Le transformateur classique, malgré un prix d'achat inférieur, présente des pertes plus élevées, d'où un coût plus important sur une grande période à cause de la capitalisation de ces pertes. Comme les transformateurs traditionnels sont généralement conçus pour une durée de vie de 40 à 50 ans, et si l'on considère que leurs homologues supraconducteurs ont une durée de vie identique, ces derniers auraient un coût global d'utilisation vraiment intéressant par rapport à une technologie classique.

2.5 Principaux problèmes des transformateurs supraconducteurs

D'après Glasson et al [25], des pertes AC trop importantes dans les enroulements dues aux champs magnétiques constituent un des obstacles majeurs à la commercialisation des transformateurs supraconducteurs. En effet, les pertes dans les bobinages se répercutent sur la puissance de la partie cryogénique, et cela peut être un inconvénient tant du point de vue rendement que du volume total de l'installation. De plus, ces pertes peuvent avoir un impact sur la stabilité thermique du transformateur en raison des "points chauds" pouvant provoquer des transitions intempestives et locales du matériau supraconducteur. Réduire les pertes AC est donc primordial pour le développement des transformateurs supraconducteurs. Voici une liste des considérations importantes pour la réalisation d'un transformateur supraconducteur :

- Évaluation et réduction des pertes AC. C'est une étape importante de la conception mais reste une étape complexe [25].
- Adaptation des systèmes de protections avec l'utilisation des transformateurs-limiteurs de courant [26]
- Étude des matériaux, du fluide de refroidissement et de la géometrie de l'ensemble, en considérant les niveaux de tension pour éviter les problèmes diélectriques. [27].
- Conception du cryostat et choix du système et de la technique de refroidissement pour éviter les problèmes en cas de transition locale [28].
- Amenée de courant pour la réduction des apports de chaleur dans le cryostat, soudure basse température pour l'interface supraconducteur/cuivre pour minimiser la résistivité [29], [30].

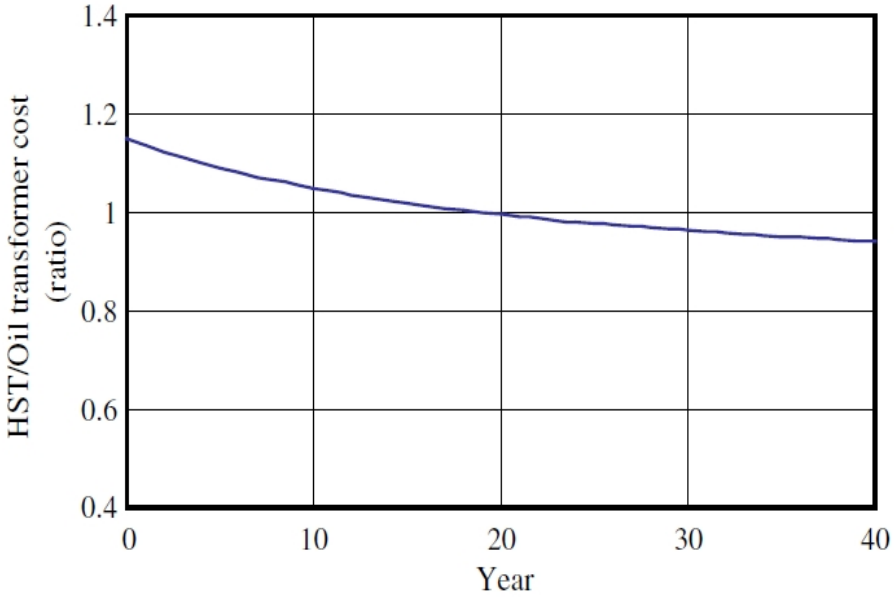


Figure 2.15: Rapport du coût d'utilisation entre un transformateur supraconducteur et un transformateur classique de 20 MVA. Hayashi and al [24].

- Techniques de bobinages des fils supraconducteurs pour ne pas dégrader mécaniquement leurs propriétés. [25].
- Caractéristiques de récupération après un défaut (foudre, court-circuit) [25].
- Étudier le comportement en cas de défaut.
- Étude thermique pour optimiser le refroidissement et éviter les "points chauds".

Tous ces points seront developpés plus en détails dans la suite de ce rapport. Plusieurs méthodes pour réduire les pertes AC seront présentées avec, par exemple, l'utilisation de certaines structures de câbles ou de fils pour optimiser la réduction des pertes. L'ajout de pièces ferromagnétiques peut également influencer les pertes AC. Pour réduire la puissance du système cryogénique, l'un des meilleurs moyens est d'utiliser un noyau à température ambiante, cependant cela peut engendrer certaines complications par rapport à un noyau plongé dans l'azote liquide.

2.6 Transformateurs supraconducteurs à basse température critique

Le développement des transformateurs supraconducteurs a commencé dans les années 1960 avec l'utilisation de supraconducteurs à basse température critique, c'est-à-dire pour des températures inférieures à 30 K. Deux matériaux étaient principalement utilisés, le niobium titane (NbTi) et le niobium étain (Nb_3Sn), qui étaient refroidis à l'hélium liquide, dont la température est de 4.2 K. Les coûts cryogéniques étaient alors très importants et ren-

daient les projets non viables économiquement. Il a fallu attendre l'apparition de nouveaux conducteurs autorisant une baisse significative des pertes AC pour rendre rentables les transformateurs à base de supraconducteurs à basse température critique [31].

Un transformateur abaisseur 500 kV/22 kV d'une puissance de 1000 MVA utilisant ces nouveaux câbles a fait l'objet d'une étude dans les années 1977-1981 par Westinghouse Electric Corporation [31]. Les résultats montrent que, si le projet est réalisable et que le rendement économique est meilleur que son homologue en cuivre, ils subsistent tout de même des problèmes. Le transformateur ne pouvait pas retrouver ses caractéristiques après un "quench", c'est à dire le passage brusque de l'état supraconducteur vers l'état résistif, car la puissance à dissiper était trop importante et dépassait la capacité de refroidissement, et ce, malgré l'utilisation d'un enroulement supplémentaire pour dissiper de l'énergie. Le transformateur était donc instable et dans un réseau cela aurait pu provoquer de graves problèmes de fiabilité. Ajouter une réserve de puissance pour générer plus de froid aurait certainement rendu le système non rentable économiquement, annulant ainsi l'intérêt d'utiliser des matériaux supraconducteurs.

Grâce à quelques progrès réalisés sur les câbles par ABB et GEC-Alsthom au début des années 1980 [32], fabriquer de grandes longueurs de câbles multi-filamentaires à base de $NbTi$ devenait possible. Cela permettait de s'affranchir de soudure pour créer les longueurs nécessaires et évitait par la même occasion d'ajouter des parties résistives qui sont génératrices de pertes, et donc de chaleur dans les bobinages. Les pertes furent donc encore réduites, et quelques prototypes ont vu le jour les années suivantes (voir tableau 2.4) :

Ces différents prototypes (voir tableau 2.4) ont démontré la faisabilité, une réduction de poids et une plus grande efficacité des transformateurs supraconducteurs par rapport à leurs homologues classiques. Cependant, la puissance nécessaire au refroidissement restait très (trop) importante. Les projets furent quasiment abandonnés pour privilégier les supraconducteurs à haute température critique durant les années 1990. Le rapport puissance absorbée sur puissance utile à basse températue est supérieur à 1000 pour les supraconducteurs à basse température critique (4.2 K), c'est à dire qu'il faut fournir 1000 W de puissance électrique pour évacuer 1 W de chaleur à 4.2 K. Ce même rapport pour les supraconducteurs à haute température critique est d'environ 20 lorsque l'on utilise de l'azote liquide à 77 K. L'utilisation de ces matériaux et de l'azote liquide s'est donc naturellement imposée d'un point de vue cryogénique.

Tableau 2.4: Quelques Prototypes de transformateurs supraconducteurs basse température au début des années 1980 [32].

Constructeur	Nombre de phase	Puissance	Type de supraconducteur
Toshiba	1	30 kVA	NbTi
Osaka University	3	40 kVA	NbTi
Alsthom	1	80 kVA	NbTi
ABB	1	330 kVA	NbTi
Kansai Electric Power Company	3	2000 kVA	Nb_3Sn

2.7 Transformateurs supraconducteurs à haute température critique

La découverte des supraconducteurs à haute température critique (>30 K) a permis de renforcer l'intérêt des supraconducteurs pour les applications électrotechniques. Le problème majeur de ces nouveaux matériaux était la méconnaissance des pertes AC et la difficulté de les évaluer, rendant la conception de dispositifs utilisant ces nouveaux matériaux plutôt difficile. Les premiers appareils ont utilisé des conducteurs composés de BSCCO-2212 déposé sur de l'argent. Par la suite, le BSCCO-2223 en conducteurs déposés ou multifilamentaires, et enfin les fils supraconducteurs à base d'YBCO ont fait leur apparition en electrotechnique. Malgré l'utilisation de matrice peu résistive tel que l'argent ou l'or qui engrendre des pertes par courants de Foucault ou par couplage plus importants, la possibilité de travailler à des températures plus élevées a permis de tolérer des pertes AC plus elevées autant dans les cables supraconducteurs que les bobinages, en partie grâce aux coûts cryogéniques nettement inférieurs avec l'utilisation d'azote liquide à une température de 77 K.

Comme nous l'évoquions un peu plus tôt, un point important à considérer pour la commercialisation des transformateurs supraconducteurs est le rapport prix/performance tout au long de sa durée de vie en comparaison avec un transformateur classique utilisant des enroulements en cuivre ou en aluminium. Ce rapport dépend fortement du système de refroidissement utilisé et de la puissance installée, qui est directement liée à la quantité de pertes. Leur réduction est donc essentielle et l'amélioration des conducteurs à haute température critique est toujours nécessaire et attendue. Nous pouvons également compter sur des progrès des cryo-générateurs pour augmenter le rendement global de l'installation, ce qui rendrait encore plus intéressant l'utilisation des supraconducteurs dans les applications électrotechniques. De plus, les supraconducteurs que l'on a cités ci-dessus, le BSCCO et YBCO, peuvent

être utilisés à l'azote liquide (77 K, 0.6 $/litre à La faculté des sciences de Nancy, France), qui est peu onéreux si on le compare au coût de l'hélium liquide (4.2 K, 9.5 $/litre à La faculté de sciences de Nancy, France).

Une étude récente réalisée par Berger et al [13] compare deux transformateurs de 63 MVA. Le premier est classique avec enroulements en cuivre, et le second est son homologue supraconducteur avec des enroulements utilisant des conducteurs déposés de seconde générations en YBCO. La figure 2.17 montre qu'une "simple" amélioration de rendement en passant de 99.6% pour un transformateur conventionnel à 99.9% peut permettre d'économiser 80% de l'énergie perdue par an dans les enroulements d'un transformateur classique. Comme on peut le voir dans la figure 2.16, la majorité des pertes dans les transformateurs supraconducteurs trouvent leur origine dans le circuit magnétique (pertes fer). La seconde grande source de pertes se situe au niveau des amenées de courant qui permettent de transporter le courant, qui arrive à l'extérieur du cryostat à température pièce, jusqu'au enroulement qui sont immergés dans le fluide cryogénique. Ainsi, pour améliorer de façon notoire le rendement des transformateurs supraconducteurs, ces deux composants devraient être sérieusement pris en compte lors de la conception. Un autre avantage important pour le transformateur supraconducteur est, comme on peut le constater sur la figure 2.17, son rendement exceptionnel quelque soit le niveau de charge de ce dernier grâce à "l'annulation" des pertes par effet Joule dans les enroulements, qui sont dépendante du carré du courant circulant dans les bobines.

Les tableaux 2.5 et 2.6 montrent qu'un grand nombre de projets ont déjà été réalisés ou sont en cours de réalisation. Les puissances s'étalent sur une plage de quelques kVA à plusieurs MVA. Les niveaux de tension sont également assez larges, allant de quelques dizaines de volts à plusieurs dizaines de kilo-volts pour certains transformateurs. Ce grand nombre de projets démontre un réel intérêt scientifique et industriel, ainsi que la faisabilité de tels transformateurs. Dans les projets les plus récents, on constate que l'YBCO est beaucoup utilisé. Nous avons vu un peu plus tôt pourquoi ce matériau était privilégié par rapport au BSCCO, ayant notamment une densité de courant plus élevée, étant moins sensible au champs magnétique et possédant une plus grande résistance mécanique et des pertes moins importantes.

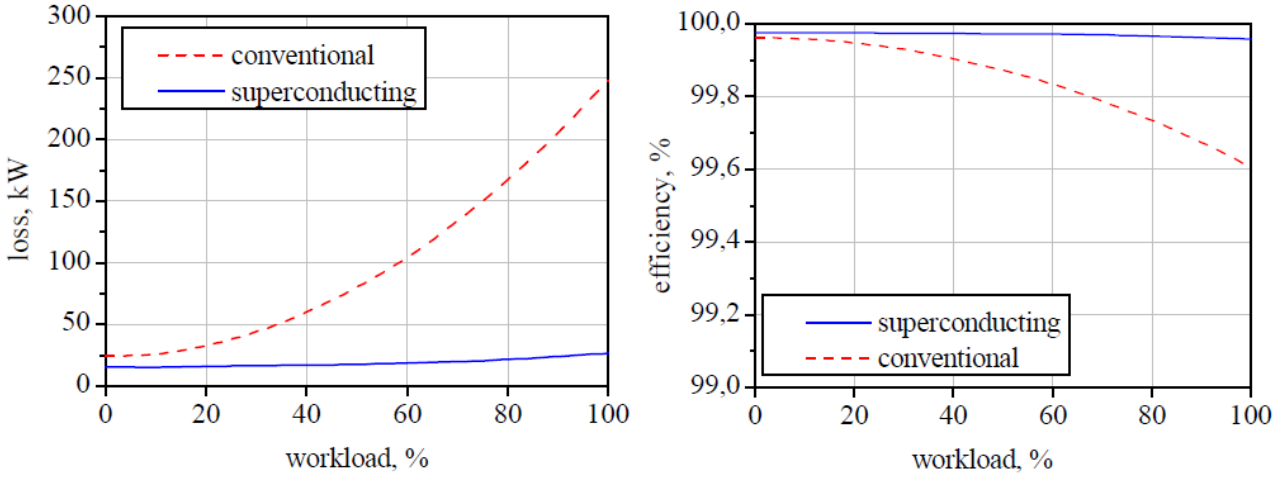


Figure 2.16: Comparaison des pertes (à gauche) et du rendement (à droite) entre un transformateur conventionnel d'une puissance de 63 MVA et son équivalent supraconducteur [13].

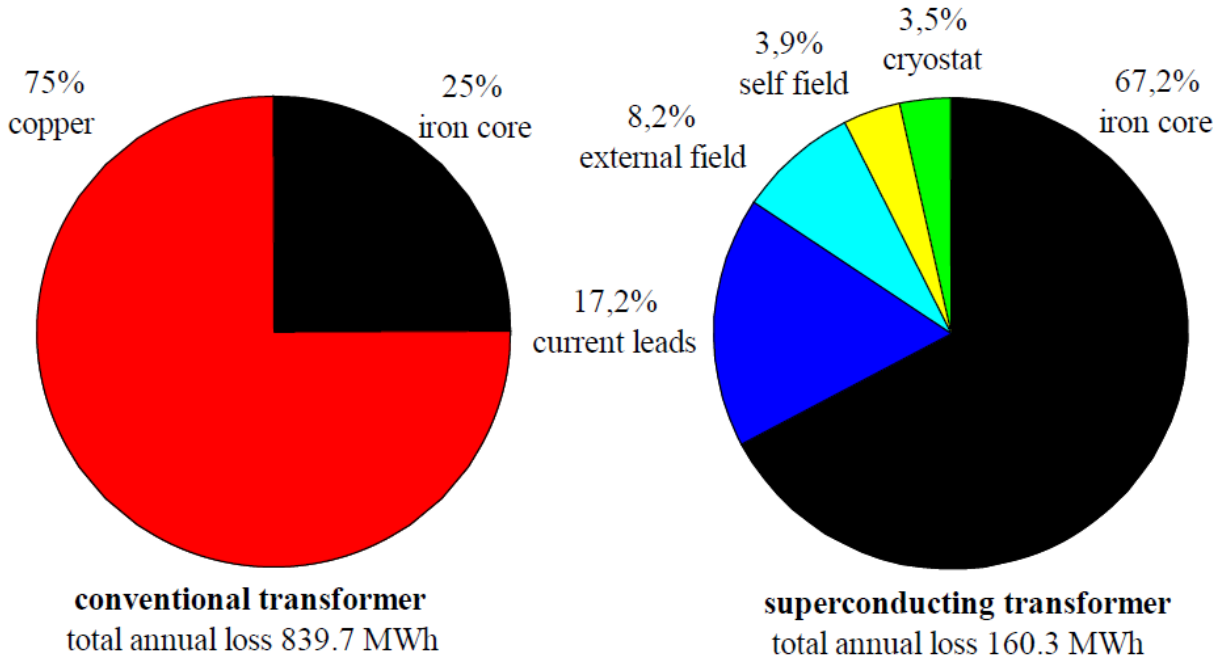


Figure 2.17: Répartition annuelle des pertes de deux transformateurs de 63 MVA [13].

Tableau 2.5: Quelques projets existants de transformateurs supraconducteurs à haute température critique (continue à la page suivante).

Constructeur	Année	Phase	Puissance	Tension	Impedance	Refroidissement	Type de SC
ABB, EDF and AmSC	1998	3	630 kVA	18.72 kV/420 V	4.6%	LN_2, 77 K	Bi-2223
WES,IGC,ORNL,RG&E	1998	1	1 MVA	13.8 kV/6.9 kV	-	25 K	Bi-2212
Kyushu Electric Power Fuji Electric System Kyushu University	2001	1	1 MVA	22 kV/6.9 kV	-	LN_2, 77 K	Bi-2223
Siemens	2002	1	1 MVA	25 kV/1.5 kV	-	LN_2, 66 K	Bi-2223 Tape
WES SuperPower ORNL Energy East	2003	4	5 MVA	24.9 kV/4.16 kV	-	25 K	Bi-2223
DEE and CIRSE Nagoya university Chubu Electric Power Company Forschungszentrum Karlsruhe	2004	1	6.25 kVA	159 V/61 V	4.98%	LN_2, 66 K	Bulk Bi-2212 and CuNi
Hebei University Applied Superconductivity lab. Tebian Electric Apparatus	2004	1	9 kVA	240 V/9.6 kV	2.83%	LN_2, 77 K	Bi-2223 mulitfil tape

Tableau 2.6: Quelques projets existants de transformateurs supraconducteurs à haute température critique (suite de la page précédente).

Constructeur	Année	Phase	Puissance	Tension	Impedance	Refroidissement	Type de SC
Kyushu Electric Power Fuji Electric System Kyushu University	2007	3	20 MVA	66 kV/6.6 kV	7.5%	LN_2, 66 K	YBCO filament tape
Nagoya University	2007	3	100 kVA	6.6 kV/210 V	7 %	LN_2, 77 K	YBCO CC
Turksat AS	2008	1	12.5 kVA	2*120 V/3*80 V	-	LHe, 4.2 K	MgB_2
Wellington and Wilson Transformer	2010	3	1 MVA	11 kV/415 V	5 %	LN_2, 70 K	YBCO Roebel Cable
Nagoya university Japan	2010	3	2 MVA	22 kV/6.6 kV	-	LN_2, 77 K	YBCO CC
KIT Germany	2010	1	60 kVA	1 kV/600 V	-	LN_2, 77 K	YBCO CC
WES,SuperPower,ORNL,SCE	2010	3	28 MVA	70.5 kV/12.47 kV	13.1%	LN_2, 70 K	YBCO CC

2.7.1 Pertes dans les transformateurs : Origines et minimisation

Comme nous l'avons évoqué précédemment, et afin de conserver l'intérêt de l'emploi des matériaux supraconducteurs, un transformateur supraconducteur doit obligatoirement avoir un rendement plus elevé que son équivalent traditionnel. L'impact de la génération de froid sur le rendement global du transformateur est déterminant. A titre d'exemple, on utilise régulièrement, à 77 K, un rapport entre 15 et 20 pour calculer la puissance consommée par les cryogénérateurs. De ce fait, pour évacuer 1 W à 77 K cela nécessite une puissance de 15 à 20 W. La minimisation des pertes dans les cryostats devient donc essentielle pour assurer un rendement élevé en incluant la génération de froid.

2.7.1.1 Pertes dans le fer

Le noyau ferromagnétique, identique au transformateur classique, est soumis à des champs magnétiques variables. Il en résulte des pertes que l'on peut diviser en deux grandes catégories :

- Les pertes par courants de Foucault,
- Les pertes par hystérésis.

Les champs magnétiques variables en pénetrant le circuit magnétique génèrent, à cause de la loi de Faraday, des courants induits appelés courants de Foucault. Pour réduire les pertes Joule issues de ces courants, il est tout a fait commun d'employer des tôles magnétiques de faible épaisseur en alliage fer-silicium [33]. Cela permet d'augmenter la résistance effective vue par les courants de Foucault. En effet, les pertes sont, à volumes de noyau constant, proportionnelles au carré de l'épaisseur des tôles. Comme on peut le voir sur la figure 2.18, les tôles seront empilées et isolées entre elles pour construire le noyau magnétique du transformateur ayant la section désirée.

Les pertes par hystérésis sont principalement influencées par la valeur de l'induction rémanente du matériau utilisé pour le noyau. En effet, lorsqu'on applique un champ magnétique variable, il faut fournir de l'énergie pour "vaincre" cette induction rémanente et orienter les domaines magnétiques dans la nouvelle direction souhaitée, et cela, 2 fois par cycle. Cette énergie sera dissipée sous forme de chaleur. Elle peut être minimisée avec l'utilisation d'un matériau ferromagnétique doux possédant un cycle d'hystérésis étroit, tel que montré à la figure 2.19, plutôt qu'un matériau dit "dur", qui présente des pertes plus élevées.

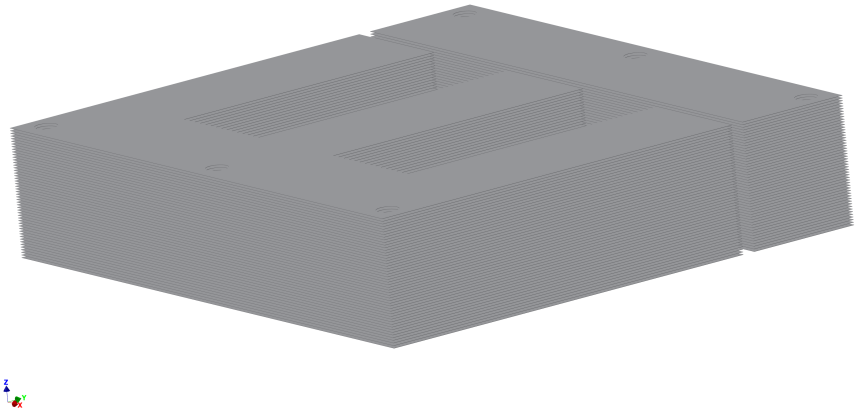


Figure 2.18: Illustration de l'empilement des tôles pour la construction du noyau ferromagnétique du transformateur.

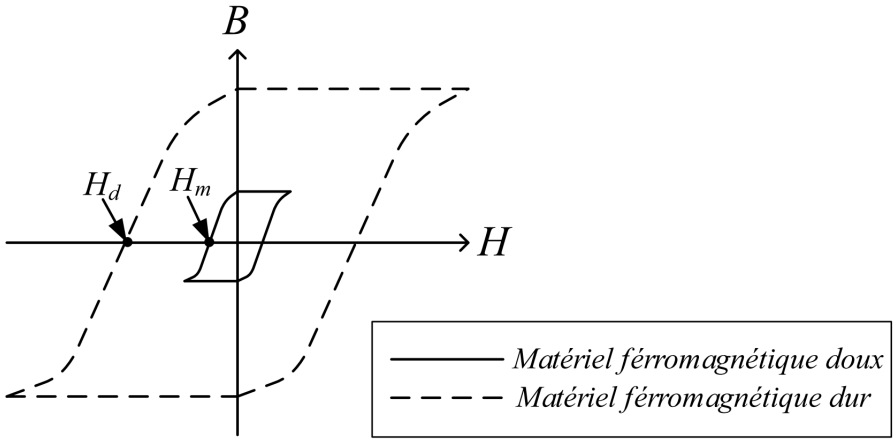


Figure 2.19: Allure des cycles d'hystéresis de différents matériaux férromagnétiques [34].

Grâce aux moindres pertes, on pourrait envisager de s'affranchir de tout ou d'une partie du noyau ferromagnétique en utilisant les supraconducteurs sous forme de bobines à très grand nombre de tours. Cela permettrait de réduire le poids de manière très importante, mais dans ce cas, les impédances de fuite sont très élevées, et les courants de magnétisation peuvent être importants. Cela pose également le problème du champ magnétique appliqué, dont les composantes sont très inhomogènes entre les extrémités des bobines, où la composante perpendiculaire est très grande, en comparaison avec les autres spires. La densité de courant critique deviendrait faible dans cette région à fort champ magnétique, et on a donc une faiblesse de la bobine dans ces zones, avec des risques de "quench" locaux.

2.7.1.2 Pertes dans les enroulements

2.7.1.2.1 Mécanismes de pertes

Dans les transformateurs utilisant des enroulements en cuivre ou en aluminium, on a des pertes par effet Joule dues à la résistance des enroulements. On peut également observer des pertes par courants de Foucault, car les bobinages sont également soumis à des champs magnétiques variables. Dans la brève introduction à la supraconductivité, les supraconducteurs ont été présentés comme de formidables matériaux ne présentant aucune pertes, car la résistivité est nulle. Cependant, cela n'est pas absolument vrai. En effet, lorsqu'ils sont alimentés par des courants alternatifs, il existe des pertes qui, même si elles sont très faibles, ne sont pas négligeables. Les pertes au niveau des rubans supraconducteurs en courant alternatif peuvent avoir plusieurs origines :

- Les pertes par courants de Foucault dans la matrice et/ou dans le stabilisateur thermique,
- Les pertes dites "hystérétiques" dans le supraconducteur lui-même.

Les pertes par courant de Foucault sont issues des mêmes mécanismes que pour le noyau ferromagnétique. En revanche, les pertes hystérétiques sont dues à d'autres mécanismes que nous allons tenter de décrire. Lorsque l'on fait passer un courant inférieur au courant critique dans un matériau supraconducteur de type 2 et que ce dernier se trouve dans l'état mixte, c'est-à-dire que le champ magnétique est compris entre H_{c1} et H_{c2}, il y a apparition de vortex (voir figure 2.20). Les vortex se présentent comme une zone normale cylindrique où on observe une pénétration partielle du champ magnétique. Ces zones normales sont entourées de "supercourants" qui sont non-dissipatifs car ils circulent dans une zone supraconductrice du matériau.

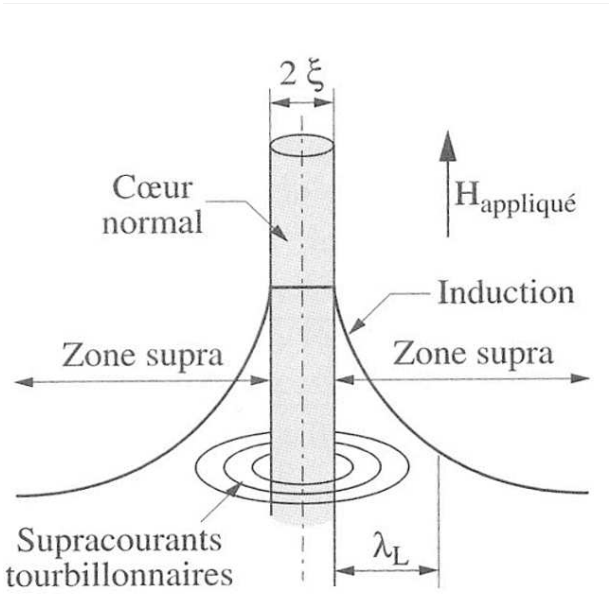


Figure 2.20: Représentation schématique d'un vortex [4]

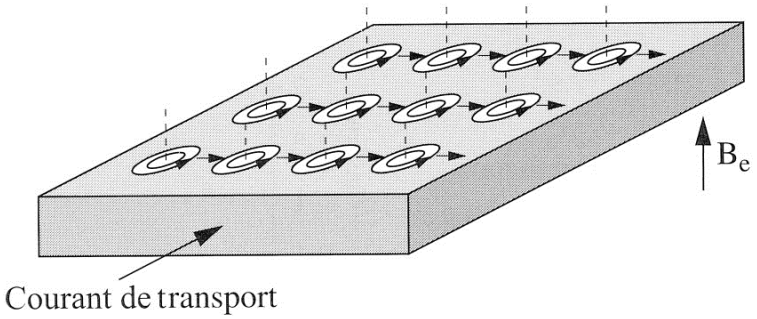


Figure 2.21: Influence du courant sur le réseau de vortex [4]

Le passage du courant dans le matériau supraconducteur engendre des forces de Lorentz sur les vortex qui sont définies par :

$$\vec{F} = \vec{J} \wedge \vec{B} \tag{2.10}$$

Si la force $\vec{F}$ est supérieure aux forces d'ancrage des vortex, on a un déplacement de vortex (voir figure 2.21). Ces mouvements de vortex provoquent l'apparition d'un champ électrique dû à la variation de l'induction magnétique locale définie par la loi de Maxwell-Faraday :

$$\nabla \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \tag{2.11}$$

Le supraconducteur n'est donc plus parfait et on peut observer, aussi faible soit-elle, une tension à ses bornes. On peut définir les pertes dues à l'apparition de ce champ électrique associé au courant de transport par :

$$p(t) = \int_V \vec{E} \cdot \vec{J}\, dV \tag{2.12}$$

Afin de retarder la mise en mouvement des vortex, on les maintient en place en créant des défauts microscopiques dans le matériau, qui jouent le rôle de centres d'ancrage des vortex. Ces défauts peuvent être des impuretés, des dislocations, des joints de grains..., etc.

Comme on peut le voir sur la figure 2.22, qui montre les résultats d'essais réalisés par Soŭc et al ([35]), l'orientation du champ magnétique est également importante. On constate un impact plus important de la composante perpendiculaire, avec une diminution importante du courant critique (≈-50%), et ce, même pour des valeurs de champ facilement obtenues dans le domaine de l'electrotechnique (≈30 mT).

Le champ magnétique propre ou appliqué aux rubans supraconducteurs, qui a une influence sur le courant admissible dans ces derniers, a également une influence prononcée sur l'augmentation des pertes, qui, si elles sont trop elevées, ont un impact très négatif sur le rendement global du système transformateur plus cryogénérateurs, et peuvent clairement annuler tout l'intérêt de l'emploi de matériaux supraconducteurs. Il apparait clairement qu'il faut minimiser le champ magnétique appliqué aux enroulements supraconducteurs. C'est inévitable

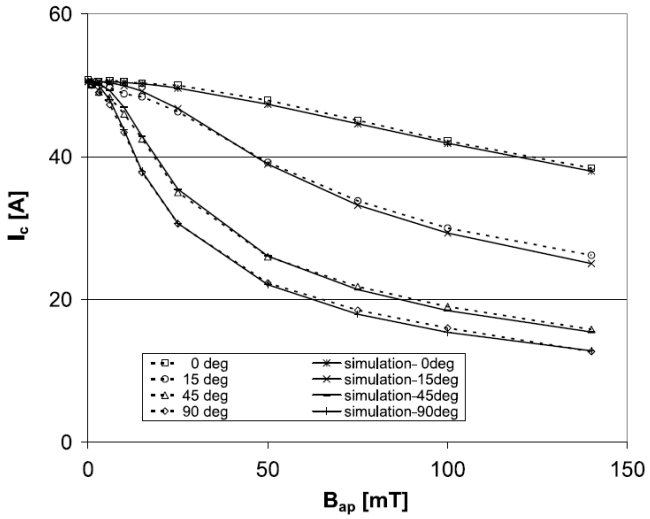


Figure 2.22: Courant critique dans un ruban de BSCCO en fonction du champ magnétique appliqué et ce, pour différentes directions [35].

pour réduire les pertes mais aussi pour optimiser la quantité de matériau supraconducteur en augmentant la densité de courant admissible.

2.7.1.2.2 Méthodes et techniques de minimisation

Pour les courants de Foucault qui se développent dans la matrice ou dans le substrat, une augmentation de la résistivité du matériau peut s'avérer intéressante pour réduire ce type de pertes. Cela nécessite cependant un compromis, car, en cas de transition de la partie supraconductrice, le courant doit pouvoir circuler dans une autre partie du ruban. Cette partie, couramment nommé shunt, doit donc présenter une assez bonne conductivité électrique et thermique pour éviter de détruire la couche supraconductrice, et par conséquent, les pertes y seront assez élevées. Dans le cas des composants multifilamentaires de BSCCO, ce rôle peut être joué par la matrice d'argent, mais en ce qui concerne les rubans d'YBCO cette fonction de shunt et de stabilisateur thermique est assurée par une couche supplémentaire souvent en argent ou en cuivre, qui est mise directement en contact avec le supraconducteur (voir figure 2.12). Une optimisation doit être faite à ce niveau pour maximiser la stabilité thermique de la couche supraconductrice tout en minimisant les pertes par courants de Foucault. En présence de champs magnétiques variables, on peut éviter l'apparition de pertes par hystérésis en utilisant des matériaux non magnétiques pour les différents composants utilisés dans la fabrication du ruban.

2.7.1.2.2.1 Câble de type Roebel

Pour les applications à fort courant, ce qui peut être le cas des transformateurs, utiliser un arrangement de plusieurs conducteurs en parallèle pour former un câble peut s'avérer intéressant. Si pour les conducteurs à basse température critique les types torsadés (forme de corde) ou Rutherford sont utilisés, il semble, d'après Glasson et al [25], que pour les rubans supraconducteurs à basse température critique, les câbles de type Roebel s'avèrent plus intéressant à utiliser d'un point de vue des pertes AC, et aussi pour des aspects mécaniques, car le câble de Rutherford impose un faible rayon de courbure pour les rubans supraconducteurs. Cette technique s'articule autour de l'assemblage de plusieurs conducteurs en autant de couche que requis, tel que montré à la figure 2.23.

Si l'on se réfère à l'article de Long et al. [36], le supraconducteur doit avoir, à cause de la forme des rubans (voir figure 2.23), de bonnes caractéristiques de transport du courant dans les deux dimensions concernées par la circulation de ce courant. Dans un second article de Long et al. [37], l'utilisation de câble Roebel diminue effectivement les pertes. Dans cet article, on peut citer par exemple un câble 5/2, c'est à dire 5 conducteurs de 2 millimètres de large, capable de transporter 4 fois le courant d'un seul de ces rubans en ne présentant que 2.9 fois les pertes.

2.7.1.2.2.2 Modification des rubans

Pour les applications où les courants ne nécessitent pas d'avoir plusieurs conducteurs en parallèle, il existe des solutions pour diminuer les pertes AC en réduisant la largeur des rubans. Cette technique, qui consiste à découper un ruban d'YBCO pour en faire un ruban multifilamentaire (voir figure 2.23), a été testée par Iwakuma et al. [38] ainsi que par Tsukamoto et al. [39].



Figure 2.23: Photographie d'un câble Roebel [25].

La réalisation de tels découpages peut être faite de deux manières. Dans le cas d'Iwakuma et al. [38], les découpages se font au laser, tandis que pour Tsukamoto et al [39] les filaments sont produits par une technique de gravure chimique (photolithographie). D'après les résultats, les pertes AC sont effectivement réduites avec un rapport 1/N dans le cas de Tsukamoto et al. [39], où N est le nombre de filaments. Des résultats similaires ont été obtenus par Hayashi et al. [24]. Plus concrètement, pour les transformateurs, les essais menés par Iwakuma et al. [38] montrent qu'une bobine utilisant un ruban découpé en 3 filaments voit ses pertes AC divisées par 3.

2.7.1.2.2.3 Réduction du champ magnétique

Les modifications sur les rubans supraconducteurs n'étant pas des plus faciles à réaliser, il peut être envisageable de réduire le champ magnétique appliqué sur ces derniers. La composante perpendiculaire ayant un impact plus important que la composante parallèle, il faut s'y intéresser en priorité. Une des régions les plus critiques se situe aux extrémités des bobines, la où la composante perpendiculaire est la plus importante. La figure 2.25 issue de l'article de Zizek et al. [40] illustre l'avantage de rediriger le flux magnétique en ajoutant des pièces ferromagnétiques. On observe avant tout une amélioration de la composante perpendiculaire au ruban qui, d'après des simulations par éléments finis issues du même article [40], peut être réduite à environ 50% de la valeur calculée sans ajout de ce dispositif ferromagnétique. Dans le cas de leur prototype de transformateur supraconducteur (14 kVA, 400 V/200 V, Bi-2223, [40]) cela permet d'augmenter le courant critique dans les rubans de BSCCO de près de 20%.

L'ajout de matériau ferromagnétique permet effectivement d'augmenter le courant dans les bobinages supraconducteurs grâce à une meilleure homogenéité des densités de courant

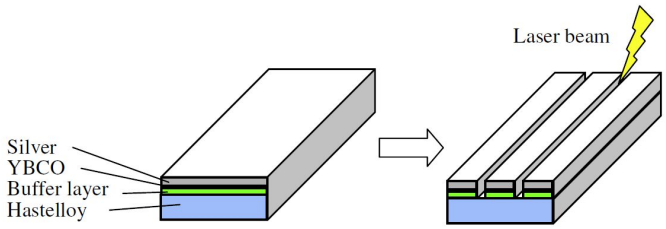


Figure 2.24: Illustration de la transformation d'un ruban d'YBCO en ruban multi-filamentaire [38].

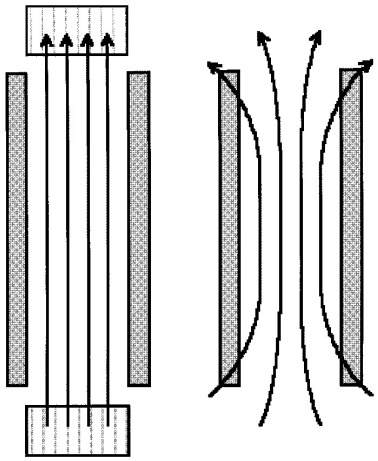


Figure 2.25: Illustration de l'intérêt d'ajouter des pièces ferromagnétiques aux extrémités des bobines pour réduire la composante perpendiculaire du champ magnétique de fuite dans la région située entre le primaire et le secondaire [40].

critique. En effet avant insertion, les extrémités des bobines ont une densité de courant critique plus faible que le reste de la bobine. Cela peut engendrer des transitions locales pouvant mener à la destruction de l'enroulement due à des "points chauds". À l'inverse, d'un point de vue rendement, ajouter des pièces ferromagnétiques est synonymes de pertes supplémentaires, qui peuvent être lourdes avec des pénalités cryogéniques estimées à 20 W par W. On doit donc veiller à avoir des pertes les plus faibles possibles ce que l'on peur réaliser avec des matériaux de relativement haute perméabilité magnétique et faible conductivité électrique. À ce sujet, les matériaux utilisés en électronique de puissance peuvent sembler intéressants. En effet, il s'agit essentiellement de matériaux frittés, pour lesquels la poudre de ferrites assure la bonne perméabilité tandis que le liant permet d'augmenter la résistivité. De plus, le procédé de fabrication (frittage) permet de réaliser des formes complexes si requis. Cela donne plus de souplesse sur la réalisation et permet d'optimiser le fonctionnement des pièces ferromagnétiques pour avoir une efficacité maximale de la déviation du flux magnétique sans trop dégrader le rendement global du transformateur.

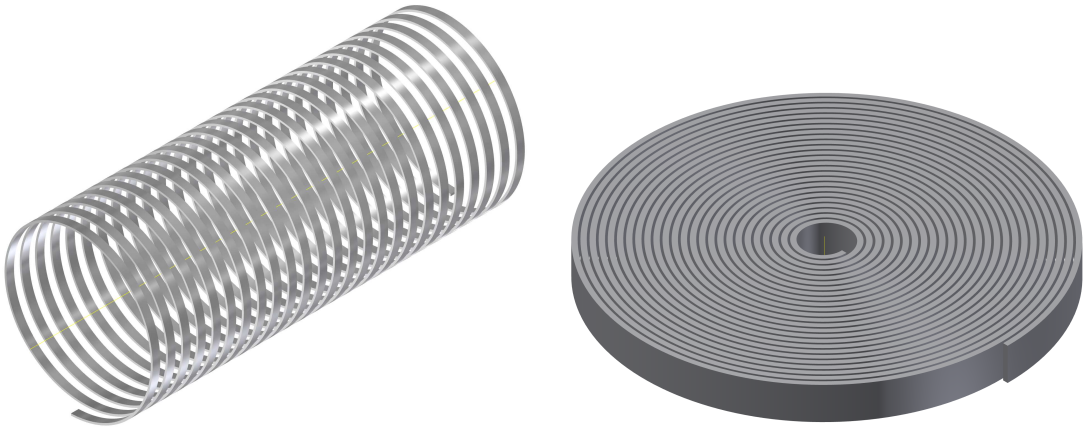
2.7.2 Bobines : caractéristiques et arrangements

2.7.2.1 Solénoïde ou "pancake" ?

L'utilisation de matériau supraconducteur à haute temprérature critique oblige à utiliser, du fait de la nature fragile des rubans, de grands rayons de courbure. De plus, des enroulements de forme cylindrique semblent s'imposer afin d'assurer un rayon de courbure uniforme, par conséquent, une densité de courant critique homogène tout au long de la bobine (mis

à part les extrémités tel qu'expliqué précédemment). D'après les manufacturiers de rubans supraconducteurs, le rayon de courbure ne peut être inférieur à une dizaine, voire même une vingtaine de millimètres, selon les rubans [18][41]. On peut classer les enroulements supraconducteurs en deux grands type disctincts. 1) les bobinages hélicoïdaux classiques, que l'on peut voir à la figure 2.26a et 2) les "pancakes", visibles à la figure 2.26b. Ce type de bobine est fabiqué en enroulant le ruban sur lui même de façon à produire une bobine plate.

Dans l'article de Lim et al. [42], les deux types de bobines sont comparés, et on montre que les pertes AC sont plus faibles avec de l'YBCO qu'avec du BSCCO pour les bobines hélicoïdales. En revanche, pour les pancakes c'est l'inverse, les pertes sont supérieures avec des rubans à base d'YBCO. À matériaux égaux, nombres de tours égaux et diamètres intérieurs identiques, les pancakes présentent toujours des pertes plus élevées que les bobines de types solénoïdes. Les pancakes ont tout de même l'avantage d'être facilement empilables et peuvent être connectés en série (grand nombre de tour, primaire) ou en parallèle (courant élevé, secondaire). Cette utilisation peut être intéressante mais nécessite des soudures dont on doit minimiser la résistivité afin d'éviter les échauffements locaux et de réduire l'impact négatif des pertes dans le froid sur le rendement global du dispositif. Un point qui s'avère cependant intéressant pour les pancakes par rapport aux bobines solénoïdales est le fait qu'il n'y a pas de contraintes de "torsion" du ruban, car ce dernier est enroulé sur lui même.



(a) (b)

Figure 2.26: (a) Bobine hélicoïdale classique avec une seule couche. (b) Bobine de type "pancake".

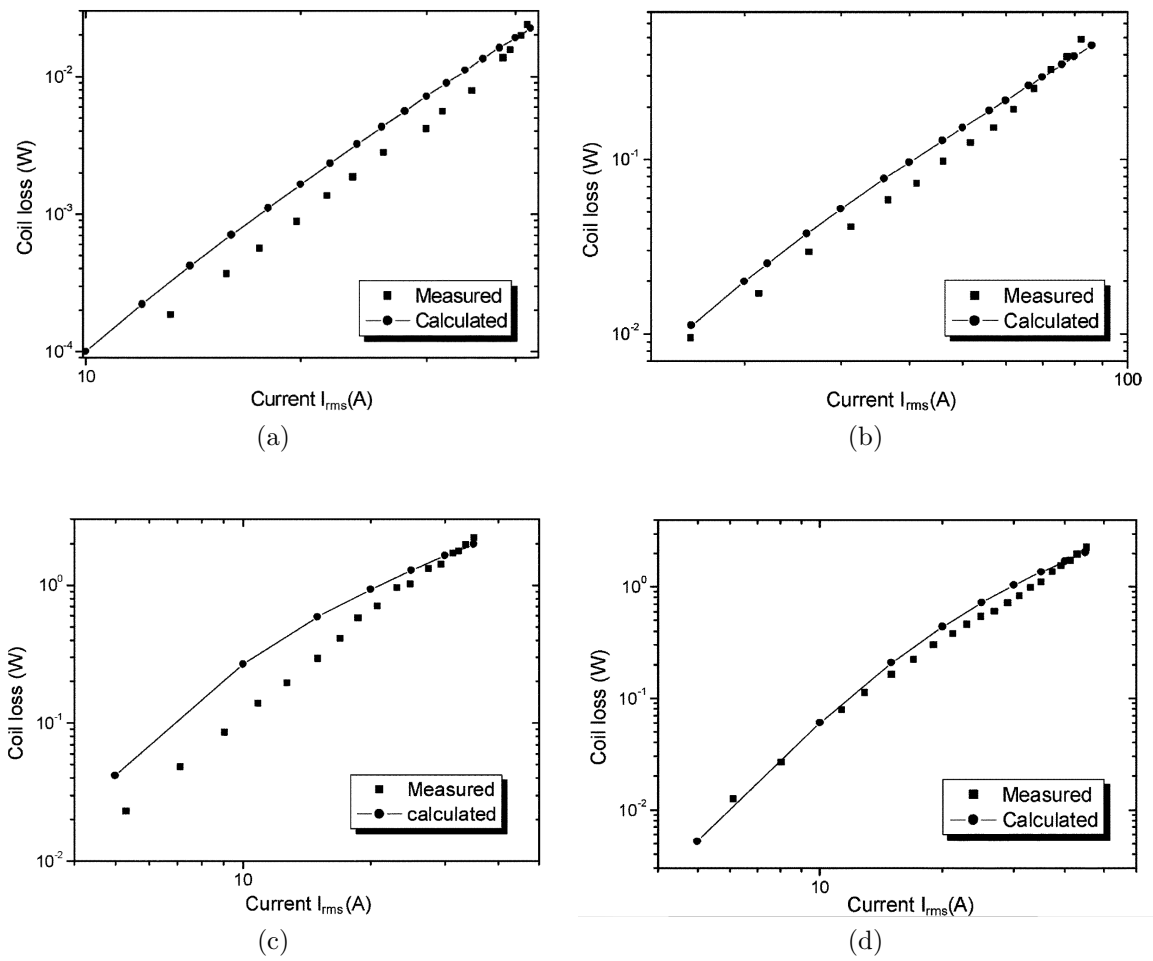


Figure 2.27: Comparaisons des pertes de différents types de bobines et de différents matériaux.(a) Bobine hélicoïdale en YBCO ; (b) Bobine hélicoïdale en BSCCO ; (c) Bobine de type “pancake” en YBCO ; (d) Bobine de type “pancake” en BSCCO [42].

2.7.2.2 Augmentation du courant dans les bobines

Dans le cas ou le courant critique d'un ruban est moins elevé que le courant qui doit y transiter, on peut en utiliser plusieurs en parallèle ou diminuer la température d'utilisation des rubans. Un ruban d'YBCO, par exemple, a un courant critique de 120 A à 77 K, alors que ce dernier sera de 228 A à 69 K [43]. Dans ce cas de figure, il faudra prendre en compte les coûts cryogéniques supplémentaires pendant le fonctionnement normal du transformateur.

Concernant la mise en parallèle des rubans d'YBCO, plusieurs configurations ont été testées par Omura et al. [44]. D'après ses résultats, la configuration nommée "Back-to-Back" de la figure 2.28 présente les meilleures caractéristiques de transport de courant et de bonne caractéristique de limitation du courant avec une transition plus rapide que pour les autres configurations.

Les câbles Roebel, qui ont été décrits précédemment, peuvent également être utilisés. A ce sujet, avec un câble Roebel de type 15/5, d'après Glasson et al. [25], on peut atteindre un courant de 1390 A dans les enroulements secondaire d'un transformateur de 1 MVA.

2.7.2.3 Refroidissement

Les bobines supraconductrices doivent toujours fonctionner à une température inférieure à leur température critique, sous peine de perdre l'état supraconducteur. Le refroidissement doit donc être suffisament efficace pour éviter les problèmes liés à la transition vers l'état résistif des bobines. Dans le cas où les enroulements possèdent un grand nombre de tours, on doit veiller à ce que tous soient tout aussi bien refroidis que la couche externe, et le fluide cryogénique doit donc pouvoir circuler entre les différentes couches de l'enroulement. Afin d'assurer cette circulation et d'éviter les dommages liés à un manque de refroidissement, Lapthorn et al. [45], ont utilisés un système de "spacers" pour séparer les différentes couches (voir figure 2.29), qui consiste, comme on peut le voir à la figure 2.29, à ajouter des calles à intervalle régulier entre chaque couche de rubans afin de les séparer.

On peut utiliser des matériaux tels que la fibre de verre ou la résine phénolique, qui présentent tous les deux une bonne rigidité mécanique et de bonnes propriétés diélectriques. Le problème de l'ajout de "spacers" est l'augmentation du flux de fuite, mais cela peut facilement être compensé car les ampère-tours dans le cas des enroulements supraconducteurs sont quasiment "gratuits" grâce aux faibles pertes.

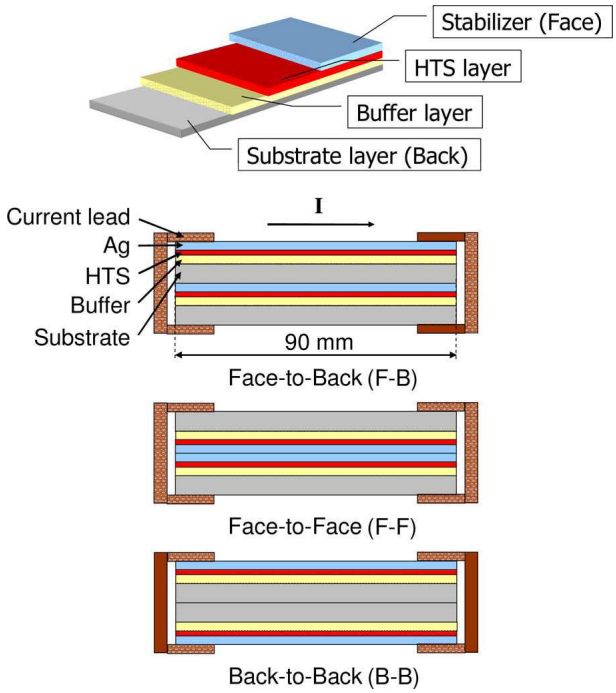


Figure 2.28: Différentes configurations possibles pour la mise en parallèle de rubans d'YBCO [44].

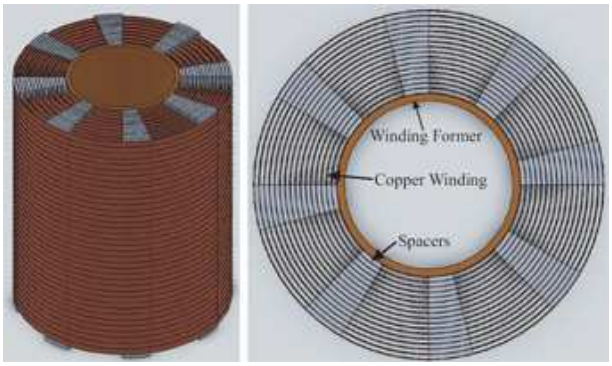


Figure 2.29: Illustration de l'ajout de "spacers" dans une bobine supraconductrice [45].

2.7.2.4 Isolation diélectrique des rubans

Afin d'assurer une bonne isolation diélectrique entre chaque tour et entre les différentes couches des enroulements, les rubans supraconducteurs doivent être isolés. Cheon et al. [27] présentent une méthode d'isolation basée sur l'utilisation de Nomex® (voir figure 2.30). Il est également important de noter que l'utilisation de kapton® à la place du Nomex® est également envisageable.

D'autres systèmes d'isolation ont été développés, tels que les enductions de matériaux isolants comme la résine époxy-acrylate ou les PTFE. Avec un système de séchage basé sur les UV, il est possible que les températures atteintes soient inférieures à 100°C, ce qui est intéressant, car une température trop élevée peut mener à la destruction des matériaux supraconducteurs. D'après des essais effectués par Long et al. sur des câbles Roebel [37], avec un dépot de 20 μm d'époxy-acrylate sur un ruban supraconducteur, la tension de claquage entre le ruban et la masse peut atteindre 350 V. Avec une épaisseur de 50 μm cette même tension de claquage monte à 500 V. On trouve également dans cet article des résultats d'essais réalisés avec une enduction de PTFE, dont la tension de claquage atteint 2000 V pour 100 μm [37].

Il est également possible d'envisager un système cylindrique avec des encoches (voir figure 2.31), autour duquel on enroule le ruban supraconducteur. Fabriqué en fibre de verre, cela apporterait un support mécanique rigide au ruban supraconducteur tout en assurant l'isolation diélectrique et, via des canaux de circulation d'azote liquide, un bon refroidissement. En revanche, ce système peut s'avérer complexe si plus d'une couche de fil est requise.

Au sujet des renforts mécaniques pour les rubans supraconducteurs, les manufacturiers tel que Sumitomo et American Superconductor se sont déjà intéressés à la problématique en proposant des rubans renforcés avec de l'acier. Cela augmente la résistance aux forces electromagnétiques durant les régimes transitoires et permet une meilleure tenue des contraintes de traction liées à la fabrication des enroulements.

2.7.3 Limitation du courant de court-circuit

Les transformateurs sont beaucoup utilisés dans les réseaux électriques et la probabilité qu'un défaut apparaisse n'est pas négligeable. Ces défauts peuvent être de type court-circuit multiphasé et, dans certains cas, les courants peuvent être très élevés avec des valeurs atteignant plusieurs fois les courants nominaux de fonctionnement des différents appareillages. Les zones en défaut seront deconnectées du reste du réseau par des fusibles ou des disjoncteurs,

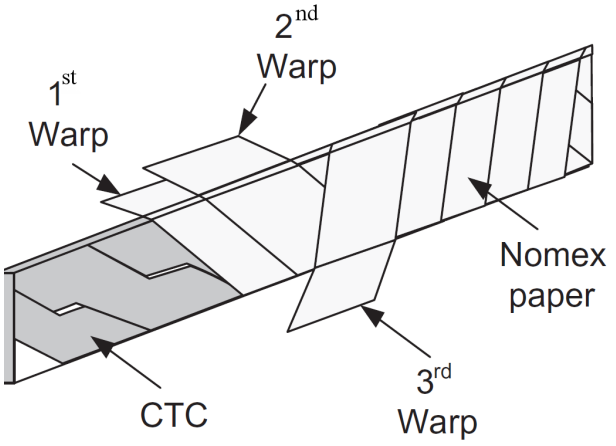


Figure 2.30: Illustration de la technique d'isolation des rubans supraconducteurs proposée par Cheon et al [27].

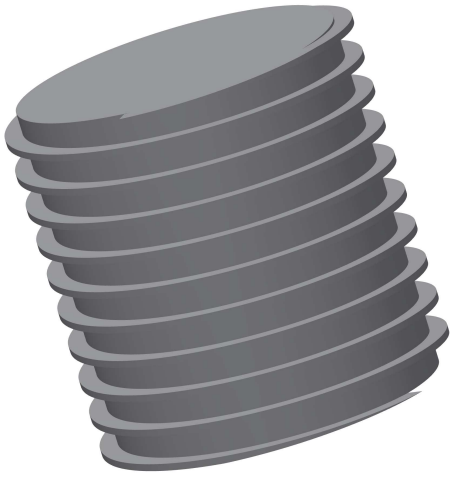


Figure 2.31: Illustration simple d'un support à encoches pour les bobines supraconductrices.

mais cela n'est pas toujours simple à réaliser (passage à zéro du courant, surtension, soufflage d'arc, réamorçage intempestif, ...).

La valeur du courant de court-circuit d'un réseau est liée à l'impédance équivalente de tous les éléments présents sur le réseau en question. On y trouve typiquement :

- les alternateurs,
- les transformateurs,
- les disjoncteurs/fusibles,
- les lignes (transport, répartition, distribution),
- les compensateurs séries ou shunt.

Cette impédance ne peut pas être réduite à une valeur minimale car il est nécessaire de réduire la valeur des courant de court-circuit en attendant la déconnexion par les appareils de coupure. Ainsi, si on prend les transformateurs comme exemple, on définit souvent dans leur cahier des charges un niveau d'impédance de court-circuit équivalant à un certain pourcentage en p.u. Cela permet d'être en accord avec les différentes protections et les autres composants des réseaux électriques comme les lignes concernant la valeur du courant de court-circuit. Malgré tout, l'interconnexion des réseaux entraîne des puissances de court-circuit de plus en plus importantes, et les appareils doivent être "surdimensionnés" mécaniquement et électriquement pour soutenir ces contraintes.

Un appareil capable de limiter les courants de court-circuits peut donc s'avérer très intéressant dans les réseaux électriques. Selon Okubo et al [46], leur présence améliore la stabilité du réseau en permettant une réduction de l'amplitude des oscillations des alternateurs et un retour plus rapide à un fonctionnement normal après suppression du régime transitoire. D'autres aspects important à noter en présence d'un limiteur de courant sont les efforts mécaniques et les effets thermiques liés aux forts courants, qui peuvent être réduits de manière importante. De plus, les élements de protections peuvent être dimensionnés en conséquence, et dans ce cas, les disjoncteurs peuvent être choisis avec un calibre inférieur à celui normalement choisi en absence de limiteur. Cela permet de faire d'importantes économies en diminuant le coût de l'ensemble des appareils de protection. On pourrait aussi envisager, sans changer les appareils de protection, une augmentation de la puissance transmissible en maintenant le courant au plus haut au niveau le courant de court-circuit admissible par les disjoncteurs ou les fusibles.

Concernant les réseaux électriques, l'ajout d'un limiteur de courant ne doit pas venir per-

turber leur fonctionnement. Il doit donc être le plus transparent possible d'un point de vue impédance en régime nominal pour limiter la chute de tension. En revanche, en cas de défaut, il doit avoir une impédance assez élevée pour limiter le courant. Les transformateurs supraconducteurs peuvent intégrer cette fonction de limitation grâce aux propriétés intrinsèques de ces matériaux. En effet, au-dessus du courant critique, les supraconducteurs changent d'état pour devenir résistifs. On a donc, en employant de tels matériaux, une augmentation automatique et rapide de l'impédance, qui permet de limiter les courants de court-circuits grâce à l'insertion d'une résistance en série avec le défaut. D'un point de vue transparence, les transformateurs supraconducteurs sont d'excellent candidats car ils peuvent transmettre de la puissance tout en minimisant les pertes et en assurant une fonction de limiteur de courant. De plus, cela pourrait permettre une diminution de l'impédance de fuite et donc une meilleure régulation de tension sur les réseaux.

Quelques précautions doivent être prises concernant les limiteurs de courant supraconducteurs pour ne pas les transformer en simples "fusibles". Lors de la phase de limitation du courant, les matériaux supraconducteurs sont dans un état résistif, et le courant aura tendance à passer dans la couche shunt (voir figure 2.12). Les sections étant très réduites, l'énergie accumulé devient donc déterminante pour éviter les emballements thermiques. Sur la figure 2.32, issue de tests fait par Kim et al. [20], on peut observer le comportement d'un ruban de BSCCO soumis à une rampe de courant. On peut séparer la courbe de tension en quatre zones disctinctes au fur et à mesure que le courant augmente :

- Zone 1 : Aucune tension aux bornes de l'élément supraconducteur (état supraconducteur), donc très faibles pertes.
- Zone 2 : Augmentation de la tension, le courant est supérieur au courant critique. On a une certaine dissipation d'énergie qui est évacuée dans l'azote liquide.
- Zone 3 : Augmentation très rapide de la tension, la chaleur n'est pas totalement évacuée dans l'azote liquide. On a un emballement thermique qui mène à la destruction du conducteur.

Idéalement les limiteurs de courant supraconducteurs ne devraient pas atteindre la zone 3 et fonctionner uniquement dans la zone 2. Cela permet d'éviter de bruler les enroulements et permettrait une récupération rapide des propriétés supraconductrices après suppression du défaut. En effet, si la capacité à évacuer la chaleur est supérieure à la puissance dissipée par effet Joule après suppression du défaut, donc en présence du courant de charge, il est possible de retrouver l'état supraconducteur après une phase dite de "récupération" où le matériau refroidit et récupère ses propriétés.

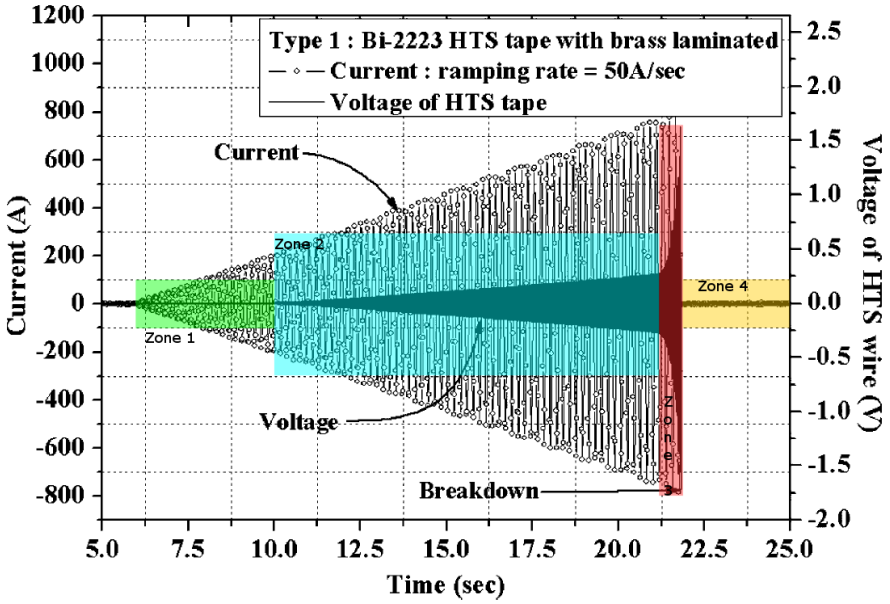


Figure 2.32: Allure des tensions aux bornes d'un ruban de BSCCO en appliquant une rampe de courant AC de 50A/s à 60Hz [20].

Dans le cas du prototype de transfomateur limiteur de courant supraconducteur de Hayakawa et al., le retour à l'état supraconducteur des rubans d'YBCO se fait environ deux secondes après la disparition du défaut [47]. Tout cela est tout de même dépendant de la durée du défaut et de la température atteinte par les enroulements. En effet, les transferts de chaleur dans l'azote liquide sont à leur maximum pour un différentiel de température de 30 K entre le supraconducteur et le fluide cryogénique [48]. Au-dessus de 107 K, il devient plus difficile de refroidir les éléments supraconducteurs, et le risque d'instabilité et d'emballement thermique est plus grand. Dans le cas où l'on dépasse les limites de stabilité, il peut être nécessaire de procéder à des délestages de charge ou à une isolation du transformateur du reste du réseau pendant sa phase de récupération. De ce point de vue, les transformateurs classiques utilisant des enroulements en cuivre ou en aluminium demeurent supérieurs grâce à une capacité thermique plus importante. Des tests réalisés par Berger et al. sur un transformateur limiteur supraconducteur de 60 kVA utilisant des conducteurs déposés d'YBCO pour le secondaire et un bobinage en cuivre pour le primaire montrent une limitation du courant dès le premier pic à 58% du courant présumé de défaut et un temps de récupération en charge de 2.3 s [49]. Un autre prototype triphasé de Kojima et al. voit son courant limité à 52.6% pour le premier pic et 33.7% pour le dixième et retrouve ses propriétés supraconductrices après 2 s [50]. Ces exemples démontrent la faisabilité et l'efficacité des transformateurs

limiteurs de courant de défaut ainsi que leur capacité à récupérer leur propriétés automatiquement avec le courant de charge.

Certaines conceptions s'articulent autour de bobinages hybrides mêlant une partie en cuivre et une seconde en matériau supraconducteur tel que présenté dans l'article de Omura et al [44]. Un enroulement conçu de cette façon permet d'ajuster la quantité de matériau supraconducteur pour permettre un réglage du courant potentiellement limité en branchant les enroulements en série, mais l'utilisation de cette technologie ne présente pas ou peu d'avantage au niveau rendement si la partie cuivre de l'enroulement secondaire est plongée dans l'azote liquide.

2.7.4 Fluide cryogénique

Le fluide cryogénique joue deux rôles extrêmement importants. Le premier est de refroidir les enroulements supraconducteurs à leur température de fonctionnement et le second consiste à assurer l'isolation diélectrique à l'intérieur du cryostat. Les transformateurs utilisant des supraconducteurs à haute température critique sont très souvent refroidis à l'azote liquide, car ce fluide est relativement facile à produire à un coût très raisonable comparé à l'hélium liquide. L'azote liquide présente également l'avantage d'avoir une chaleur spécifique à sa température d'ébullition bien plus élevée que celle de l'hélium liquide. L'énergie nécessaire pour vaporiser 1 ml d'azote liquide atteint 160.6 J, tandis que pour l'hélium liquide, on tombe à 0.4564 J [51]. Un autre exemple plus représentatif est la quantité de liquide évaporé pour 1 W dissipé dans le cryostat. En ce qui concerne l'azote liquide, on a 0.0225 l/h, alors que pour l'hélium liquide, on arrive à 1.377 l/h [51]. Nous voyons ici pourquoi les transformateurs supraconducteurs basés sur les matériaux à basse température critique n'étaient pas rentables, le travail à fournir par les cryogénérateurs étaient bien trop important, et l'impact sur le rendement leur était trop préjudiciable.

L'utilisation de l'azote liquide permet d'avoir une plage d'opération en température comprise entre 63 K et 77 K et simplifie l'ensemble du système de refroidissement. Une température de fonctionnement plus basse permet d'avoir une plus grande densité de courant dans les enroulements supraconducteurs et réduit la quantité de matériau nécessaire, mais l'impact des pertes AC devient alors plus important et peut nuire au rendement global à cause d'une puissance plus importante pour les générateurs cryogéniques. L'azote liquide présente également une bonne tenue diélectrique d'après les essais en courant alternatif (50 Hz) de Husain et al. [52]. Elle peut atteindre 29 kV/mm avec des électrodes de type plan/plan. La plus mauvaise rigidité a été obtenue par les mêmes auteurs avec des electrodes de types

pointe/pointe, soit de 9.6 kV/mm. Si l'on se refère aux autres tests réalisés par Husain et al. sur différents matériaux [52], la rigidité diélectrique voit sa valeur augmenter à basse température avec, par exemple, le papier Kraft (cellulose), dont la valeur passe de 15 kV/mm à 45 kV/mm. Il est important de prendre en considération que ces résultats ont été obtenus en absence de bulles dans l'azote liquide. La considération des phénomènes liés à l'ébullition est indispensable, car en cas de transition vers l'état résistif (phase de limitation par exemple), la présence de bulles est inévitable. Comme on peut le constater dans l'article de Okubo et al. [53], la présence d'azote gazeux est préjudiciable dans le sens où elle diminue la rigidité diélectrique. Dans leur configuration de test, qui consiste à alimenter un cylindre sous haute tension à l'intérieur d'un autre cylindre relié à la masse, la valeur de la rigidité diélectrique est divisée par un facteur qui approche 2 lorsque le volume de gaz généré atteint 2 cm^3/s.

D'autres essais réalisés par Tuncer et Sauers [54] montrent que la résistance au claquage augmente lorsque l'azote liquide est sous pression. On trouve également dans leur présentation des résultats similaires à ceux obtenus par Okubo et al [53] en ce qui concerne la présence de bulles et la diminution de la rigidité diélectrique, ce qui permet d'affirmer que la présence d'azote sous forme gazeuse est à éviter. On peut également noter que la diminution de la température de l'azote liquide permet une amélioration de la tenue diélectrique en faisant toutefois attention à ne pas descendre à une température inférieure à 63 K, qui est le point de solidification de l'azote liquide.

2.7.5 Cryostat

Le noyau étant un poste de pertes non negligeable ($\approx 20\%$), il est préférable d'éviter de l'utiliser à très basse température, car il faut alors compenser cette dissipation de chaleur avec les cryogénérateurs. On peut voir une illustration des différentes configurations sur les figures 2.33 et 2.34. Le principal problème de la configuration utilisant le noyau à température ambiante est l'augmentation du flux de fuite causé par l'espace plus important entre les bobines et le noyau.

D'un point de vue matériau, le cryostat se doit de n'être ni conducteur, ni magnétisable, ce qui permet notamment de ne pas avoir de pertes par courants de Foucault et aussi d'éviter les pertes par hystérésis en champ magnétique variable. La majorité des cryostats que l'on rencontre dans la littérature sont fabriqués en matériau composite basé sur la fibre de verre et l'epoxy (G10 ou G11) qui, avec des contractions inférieures à 1% dans toutes les directions, un modules d'Young élévé et une faible conduction thermique de 0.25 W/m.K (données issues du livre de Ekin [51]), présentent de bonnes caractéristiques mécanique, thermique et élec-

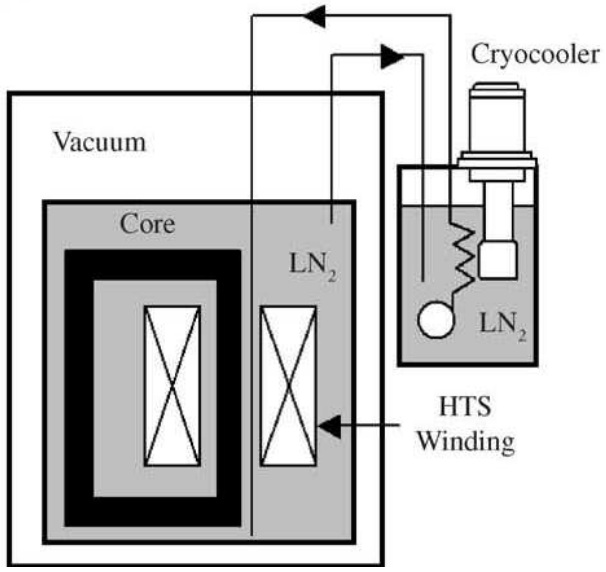


Figure 2.33: Configuration de cryostat dans laquelle bobines et noyau sont à basse température dans un même cryostat [55].

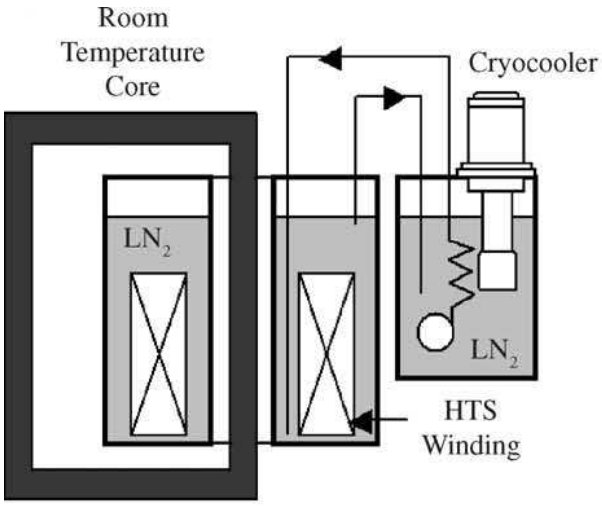


Figure 2.34: Configuration de cryostat dans laquelle uniquement les bobines sont à basse température [55].

trique. Dans certains cas, un vide peut être ajouté entre les parois extérieures et intérieures du cryostat de manière à diminuer les apports de chaleur du milieu extérieur en réduisant fortement la conduction et la convection.

La géométrie du cryostat doit idéalement ne pas présenter de “pièges” à bulles pour éviter d’avoir des risques de claquages ou de décharges partielles liées à la présence de gaz, mais aussi parce que les bulles ont un faible pouvoir à évacuer la chaleur localement. Cela pourrait générer des points chauds néfastes aux enroulements supraconducteurs, car les bulles sont sources de transition locale avec des risques de destruction des rubans. Ainsi les surfaces devront être le plus lisses possible pour éliminer les risques “d’accrochage” ou nucléation de bulles.

Les systèmes sont amenés à fonctionner en boucle fermée afin de pouvoir assurer une liquéfaction des vapeurs d’azote. Cela permet entre autre de ne pas avoir à remplir le cryostat périodiquement, ce qui serait indésirable d’un point de vue coûts de maintenance. Une attention particulière doit être apportée à la surveillance du cryostat avec des mesure de pression et de température. L’installation de soupapes de sécurité ou d’évents (disques de rupture) est indispensable, car en cas de transition dûe à une phase de limitation du courant ou à un défaut interne, la pression de gaz est susceptible d’augmenter rapidement et une grande quantité de gaz devrait pouvoir être évacuée dans un faible laps de temps afin d’éviter tout risque de dommage sur le cryostat (explosion). Dans le cas où les cryostats sont assez volumineux, la température peut ne pas être homogène entre le haut et le bas du cryostat, et il peut être intéressant dans ce cas de remuer le fluide cryogénique à l’aide de pompes pour minimiser cet écart de température.

Le remplissage du cryostat est également une phase critique et certaines précautions doivent être prises. Selon Lapthorn et al. [28], un vide primaire suivi d’un remplissage d’azote gazeux sec permet de se débarasser de la présence d’humidité et des autres gaz présents, notamment l’oxygène, qui a une température de liquéfaction (90 K) supérieure à celle de l’azote liquide (77 K) et pourrait donc se retrouver sous forme condensée dans le cryostat. La présence d’oxygène liquide peut engendrer des risques d’explosion en présence de matériau organique et peut fortement accélerer l’oxydation des matériaux par simple contact.

2.7.6 Amenées de courant

2.7.6.1 Matériaux massifs

Dans le cas des transformateurs supraconducteurs, les amenées de courant doivent permettre de transporter le courant du milieu ambiant jusqu'à l'intérieur du cryostat, où règnent des températures beaucoup plus basses. Cela peut sembler simple au premier abord, et on pourrait penser a priori que l'on puisse utiliser les mêmes amenées de courant que les transformateurs classiques. Cependant, la conception doit prendre en compte un aspect fondamental du design des transformateurs supraconducteurs, la réduction des pertes dans le milieu cryogénique. En effet, les amenées de courant peuvent contribuer à une part importante des pertes durant le fonctionnement normal car elles laissent entrer une certaine quantité de chaleur par conduction dans le cryostat et, comme on peut le constater sur la figure 2.17], les pertes dues aux amenées de courants sont loin d'être négligeables et représentent jusqu'à 17.2% du total des pertes d'après une étude de Berger et al [13].

Les traversées pour les transformateurs supraconducteurs peuvent être divisées en deux types. Le premier est uniquement composé de cuivre ou d'aluminium, alors que le second est qualifié d'hybride, utilisant du cuivre pour la partie à température ambiante et un matériau supraconducteur massif comme du BSCCO à l'intérieur du cryostat [29].

Le premier type peut vite devenir inintéressant à cause de la grande conductivité thermiques des métaux comme le cuivre ou l'aluminium qui sont réguliérement utilisés. Il sera réservé aux plus faibles courants pour que la section ne soit pas trop importante et que le flux thermique lié à la conduction demeure faible. En effet le flux thermique échangé par conduction dépend de la section A, de la conductivité thermique h et de la longueur de l'amenée de courant e. On peut l'écrire de la façon suivante :

$$\phi = \frac{Ah}{e}\Delta T. \tag{2.13}$$

Concernant le deuxième type, les supraconducteurs peuvent être d'excellent candidats pour les traversées. En effet, les pertes sont extrêmement réduites et la conductivité thermique des matériaux supraconducteurs massifs est relativement faible.

Selon les tests effectuées par Ren and al [29] sur les deux types de traversées présentées

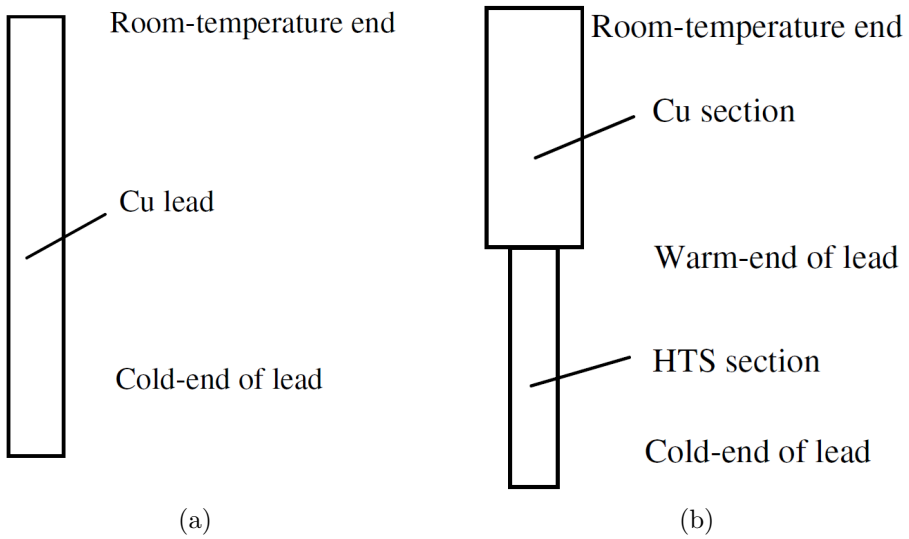


Figure 2.35: Deux configurations possibles de traversées : (a) Premier type : Tout en cuivre (b) Second type : Hybride, associant du cuivre et un matériau supraconducteur massif [29].

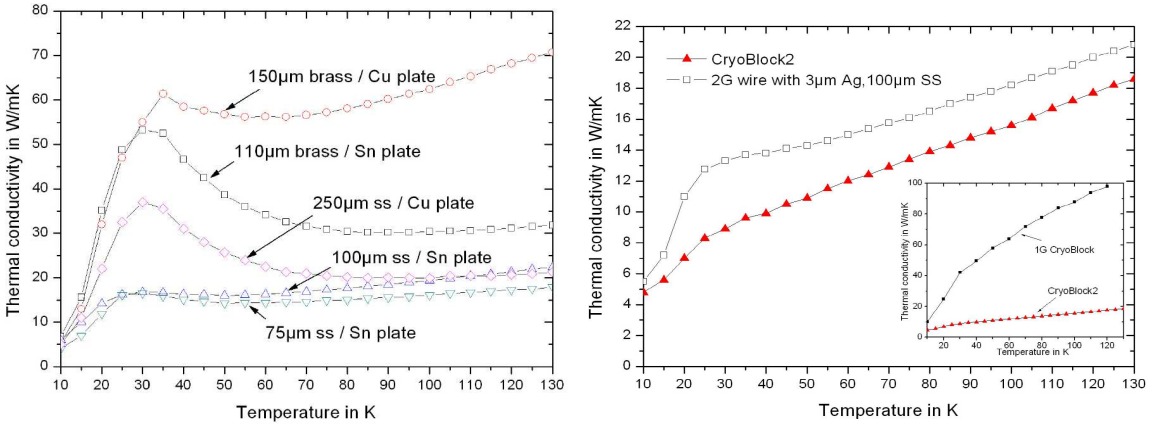
ci-dessus, l'hybride est plus efficace de 4.55% comparé à une traversée de cuivre avec des courants de tests de 400 A. Pour des courants supérieurs à ces valeurs (plusieurs kA) le rendement de la "technologie hybride" devrait être bien supérieur. Afin de diminuer le flux thermique dû à la conduction, Ren a aussi developpé une traversée en cuivre massif améliorée. En effet, cette dernière est en forme de solénoïde, ce qui permet d'allonger la distance "e" et de réduire ainsi le flux thermique transmit (voir équation 2.13). Dans le cas de Ren et al. les pertes [29] ont été diminuées de 30% en utilisant cette technique.

Même s'il est évident que la traversée de type hybride est idéale pour les grosses puissances, il faudrait étudier son comportement en cas de court-circuit, car il faudrait éviter que le matériau supraconducteur transite et laisser plutôt la capacité de limitation aux bobines. En effet, le matériau deviendrait résistif et les pertes pourraient être trop élevées et engendrer la destruction de l'amenée de courant. De plus, ce type de traversée est très fragile car les matériaux de type BSCCO ou YBCO sont des céramiques. Par conséquent, même si la technologie hybride paraît prometteuse en terme d'efficacité, le faible gain, les complications liées à son refroidissement et sa fragilité en cas de défaut ou lors de la manutention limitent ses avantages vis-à-vis de la traversée développée par Ren et al. [29]. Le coût peut également être un frein pour le type hybride.

2.7.6.2 Autres candidats envisageables

Les manufacturiers de rubans supraconducteurs possèdent une large gamme de rubans pour différentes utilisations (standard, forts courant, haute résistance mécanique...). Parmi ces rubans, on peut en trouver certains qui conviendraient aux amenées de courant, tel que le Cryoblock2 de American Superconductor ou le EHTS V388D de Sumitomo [16]. Ces rubans ont une matrice spécifique utilisant un alliage d'argent présentant une faible conductivité thermique en comparaison avec les rubans standards et permettent de réduire les pertes en minimisant le transfert de chaleur par conduction (voir figure 2.36).

Une étude récente sur la conductivité thermique des rubans supraconducteurs a été faite par Hoffman [56]. Ce dernier compare différentes technologies de fils et montre l'importance des différentes couches qui les constituent. La plus importante dans notre cas semble être le stabilisateur (voir figure 2.36). On peut constater que celui qui a la plus faible conductivité thermique et, qui est donc le meilleur alliage pour les amenées de courant, est composé d'acier inoxydable et d'étain. La présence d'acier permet également une meilleure tenue mécanique, ce qui peut s'avérer intéressant pour les amenées de courant. D'après les essais fais par Hoffmann [56], le câble "AMSC Cryoblock2" semble vraiment intéressant pour les amenées de courant et peut être considéré comme un sérieux compétiteur aux tubes BSCCO "classiquement" utilisés car il présente l'avantage d'être souple.



(a) (b)

Figure 2.36: Comparaison de la conductivité thermique de fils supraconducteurs à haute température critique de 2^e génération [16][56].

2.8 Conclusion

Si les transformateurs supraconducteurs à basse température critique semblent difficilement envisageables pour des raisons de coûts cryogéniques, l'utilisation de tels matériaux dans cette application n'est pas abandonnée. En effet, depuis plusieurs années, les transformateurs utilisant des enroulements supraconducteurs à haute température critique sont le sujet d'un grand nombre d'études. Ces dernières montrent l'intérêt et la faisabilité de tels transformateurs par rapport à leurs homologues de technologie plus classique, qui utilisent des bobinages en cuivre ou en aluminium. On retiendra particulièrement l'amélioration du rendement, qui, même si ce n'est que quelques dixièmes, permet un gain important étant donné les puissances mises en jeu. On retiendra également les très intéressantes capacités de limitation du courant de court-circuit permettant de réduire les contraintes sur les différents appareillages de protection et les composants du réseau. D'autres points sont aussi avantageux lorsqu'on emploie des matériaux supraconducteurs. On pourra citer par exemple la réduction de poids non-négligeable ainsi que le volume plus faible. Cela peut s'avérer idéal pour les applications embarquées ou encore dans l'optique d'une augmentation de puissance dans des endroits dont la taille ne peut pas augmenter, tel que les postes urbains ou les milieux clos.

La conception des transformateurs supraconducteurs avec des capacités de limitation du courant de court-circuit présente cependant quelques contraintes technologiques et économiques qui freinent leur développement. En effet, les transformateurs classiques ont déjà des rendements assez exceptionnels, et l'industrie, avec les années d'expériences et de connaissances accumulées au fil des ans sur les transformateurs classiques, peut présenter une certaine inertie au passage à une technologie "naissante" nécessitant beaucoup de changements et d'investissements (nouveaux matériaux, aspects cryogéniques, difficulté de prédiction des pertes, ...). Malgré un coût encore élevé, les tests en grandeur réelle d'applications utilisant des matériaux supraconducteurs se multiplient (transformateurs, limiteurs de courant, câbles, ...) et les industriels commencent à s'y intéresser de plus en plus. En cas d'industrialisation, on peut parier sur une diminution des coûts avec une production de masse, et le changement de technologie pourrait ainsi avoir lieu dans un futur assez proche.

CHAPITRE 3

CONCEPTION DU TRANFORMATEUR

La conception et la construction de notre prototype de transformateur ont été faites en parallèle cependant, ces deux parties se retrouvent dans deux chapitres différents du mémoire. En effet, la construction aborde des aspects plus technologiques et pratiques tandis que la conception utilise des méthodes et des outils plus théoriques.

3.1 Paramètres de base retenus

Les paramètres présentés dans le tableau 3.1 sont les paramètres de base qui ont été fixés pour faire la conception du transformateur. C'est à partir de ces données que nous avons déterminé et choisi les autres paramètres ainsi que le matériel nécessaire à la construction du prototype de transformateur. Le type de fil supraconducteur à utiliser a également été établi dès le départ. Il s'agit d'un ruban de référence SF4050 fabriqué et vendu par Superpower inc. dont la largeur est de 4 mm. Le courant critique minimum assuré par le manufaturier est supérieur à 102 A avec un critère de 0.2 μV/cm. Ce critère est plus sévère que celui régulièrement rencontré dans la littérature, qui s'établit généralement à 1 μV/cm pour les supraconducteurs à haute température critique. On peut donc s'attendre à avoir un courant critique légèrement plus élevé que cette valeur avec un critère de 1 μV/cm, mais aucune mesure n'a été faite au laboratoire sur ce fil en particulier et nous nous baserons donc sur les données constructeur. Le paramètre de transition résistive n, d'après les essais de SuperPower inc., voit sa valeur comprise entre 22 et 34, ce qui assure une transition nette du matériau supraconducteur dès que l'on dépasse le courant critique. On retrouve les données associées à ces rubans dans le tableau 3.2 et les documents fournis par le constructeur en annexe A de ce mémoire.

3.2 Noyau ferromagnétique

3.2.1 Géométrie

Le choix du noyau a été principalement dicté par la taille de sa fenêtre, c'est-à-dire l'emplacement dont on pouvait disposer pour loger les différents enroulements primaires et secondaires entre les jambes du transformateur. En effet, choisir une fenêtre de petite taille

Tableau 3.1: Paramètres de base retenus pour la conception du transformateur.

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Puissance apparente	S	10	kVA
Fréquence d'alimentation	f	60	Hz
Tension Primaire	V_{pri}	600	V_{RMS}
Tension Secondaire	V_{sec}	200	V_{RMS}
Courant primaire	I_{pri}	16.6667	A
Courant secondaire	I_{sec}	50	A

Tableau 3.2: Paramètres du fil supraconducteur utilisé dans le transformateur.

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Matériau	-	YBCO	-
Longueur max. de supraconducteur	L_{fil}	5 à 6	m
Température critique	T_c	90	K
Courant critique (0.2μV/cm)	I_c	102	A
Paramètre de transtion	n	$22 \leq n \leq 34$	-
Largeur de fil	l_{fil}	4.03	mm
Epaisseur de fil	e_{fil}	53	μm

imposait de refroidir l'ensemble du transformateur dans l'azote liquide, ce qui dans ce cas précis, impliquait que le noyau et les bobines primaires aient dû être plongés dans l'azote liquide à 77 K (-196 °C). Nous avons vu que cela ne serait pas véritablement représentatif d'un transformateur supraconducteur qui pourrait être installé dans les réseaux en raison du coût cryogénique imposé par le refroidissement du noyau et son impact négatif sur le rendement global de l'installation.

Dans notre cas, avec l'utilisation d'une fenêtre de grande taille, il est possible de refroidir uniquement les bobines secondaires et cela permet de faire d'importantes économies sur le refroidissement en consommant beaucoup moins d'azote liquide. Cela permet également un refroidissement rapide et autorise ainsi un gain de temps non négligeable pour la mise en route du prototype. En effet, l'adoption d'un noyau ayant une grande fenêtre autorise l'utilisation d'une sorte de récipient isolé thermiquement pour contenir le fluide cryogénique. La

réalisation d'un tel réservoir permet également de s'affranchir des contraintes cryogéniques pour le noyau et les bobines primaires. Des matériaux standards pour ce type d'appareillage peuvent donc être utilisés sans problème de contractions différentielles ou encore de modification des propriétés (perméabilité relative du noyau, pertes ferromagnétiques, ...). On peut voir une illustration du principe sur la figure 3.1, où le réservoir est représenté en bleu. Un autre point important que nous avons considéré lors de la sélection de ce noyau était les évolutions possibles. Ce noyau devrait permettre de faire évoluer le transformateur vers des prototypes plus puissants où éventuellement vers un transformateur triphasé en modifiant la configuration des enroulements.

Le choix s'est donc porté vers un noyau de transformateur triphasé qui permet les possibilités d'évolutions énoncées précedemment et qui pouvait être disponible au laboratoire car vendu commercialement. Il est composé de tôles à grains orientés qui présentent l'avantage de générer de plus faible pertes mais également une induction de saturation plus élevée que les aciers standards. Les caractéristiques principales du noyau sont résumées dans le tableau 3.3. On trouve les caractéristiques données par le constructeur pour les tôles qui ont été retenues en annexe B sur les figures [B.2], [B.3] et [B.4] [57].

Ces courbes sont très utiles pour le design et la modélisation numérique du transformateur. En effet, sans procéder à des essais préliminaires, on peut en extraire des données importantes telles que,

- La perméabilité relative μ_r,
- La valeur des pertes dans le circuit magnétique p_{fer},
- La puissance de magnétisation P_μ,

Ces informations sont rassemblées dans le tableau 3.3.

3.2.2 Perméabilité relative

D'après la courbe B=f(H) présentée en annexe B, on peut déduire la perméabilité relative μ_r (tableau 3.3). Étant donné que l'on connait approximativement l'induction à laquelle on souhaite travailler (1.5 T au secondaire et 0.75 T au primaire, voir tableau 3.3), on a :

$$\mu_r = \frac{B}{\mu_0 H}. \tag{3.1}$$

Tableau 3.3: Paramètres du noyau ferromagnétique.

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Type d'acier	-	M6-Grains orientés	-
Epaisseur des tôles	e_{tole}	0.35	mm
Section du noyau	S_{core}	8361.3	mm^2
Induction maximale	B_{max}	1.5	T
Perméabilité relative @1.5T	$\mu_{r_{1.5}}$	24868	-
Perméabilité relative @0.75T	$\mu_{r_{0.75}}$	27760	-
Coefficient de pertes @1.5T	$k_{p_{1.5}}$	1.321	W/kg
Coefficient de pertes @0.75T	$k_{p_{0.75}}$	0.42	W/kg
Coefficient de magnétisation @1.5T	$k_{\mu_{1.5}}$	1.65	VA/kg
Coefficient de magnétisation @0.75T	$k_{\mu_{0.75}}$	0.4	VA/kg
Induction maximale branche centrale	$B_{max_{mid}}$	1.5	T
Induction maximale branches latérales	$B_{max_{sid}}$	0.75	T
Masse @1.5T	$M_{core_{1.5}}$	31.9	kg
Masse @0.75T	$M_{core_{0.75}}$	67.3	kg
Masse totale	M_{core}	99.2	kg
Hauteur de fenêtre	$H_{fenetre}$	228.6	mm
Largeur de fenêtre	$l_{fenetre}$	91.44	mm

3.2.3 Pertes dans le circuit magnétique

La seconde courbe fournie en annexe B représente les pertes dans le circuit ferromagnétique p_{fer} par kilogramme de matériau ferromagnétique en fonction de l'induction maximale à laquelle il est utilisé. Connaissant le poids de notre circuit magnétique et l'induction à laquelle on travaille, on peut évaluer les pertes p_{fer} dans le noyau, qui peuvent être écrites sous le forme suivante :

$$p_{fer} = k_{p_{1.5}} M_{core_{1.5}} + k_{p_{0.75}} M_{core_{0.75}}. \tag{3.2}$$

On en déduit une résistance équivalente qui permet de modéliser les pertes fer telle que :

$$R_{fer} = \frac{V_{pri}^2}{p_{fer}}. \tag{3.3}$$

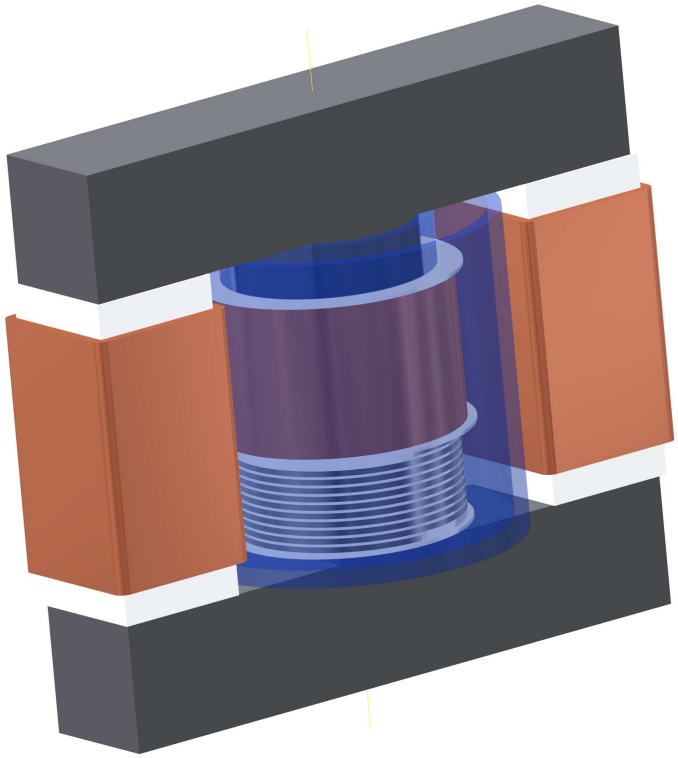


Figure 3.1: Illustration du transformateur supraconducteur.

3.2.4 Puissance de magnétisation

Le dernier graphique présenté en annexe B nous présente la puissance P_μ nécessaire pour la magnétisation, on a alors :

$$P_\mu = k_{\mu_{1.5}} M_{core_{1.5}} + k_{\mu_{0.75}} M_{core_{0.75}}. \tag{3.4}$$

On en déduit le courant de magnétisation avec :

$$I_\mu = \frac{P_\mu}{V_{pri}}. \tag{3.5}$$

3.3 Bobines

Comme on peut le constater sur la figure 3.2, la partie primaire du transformateur est constituée de deux bobines qui seront montées sur les jambes latérales du noyau triphasé, tandis que les bobines constituant le secondaire du transformateur seront autour de la jambe centrale.

Les deux bobines primaires seront branchées en série et concentreront ainsi le flux ma-

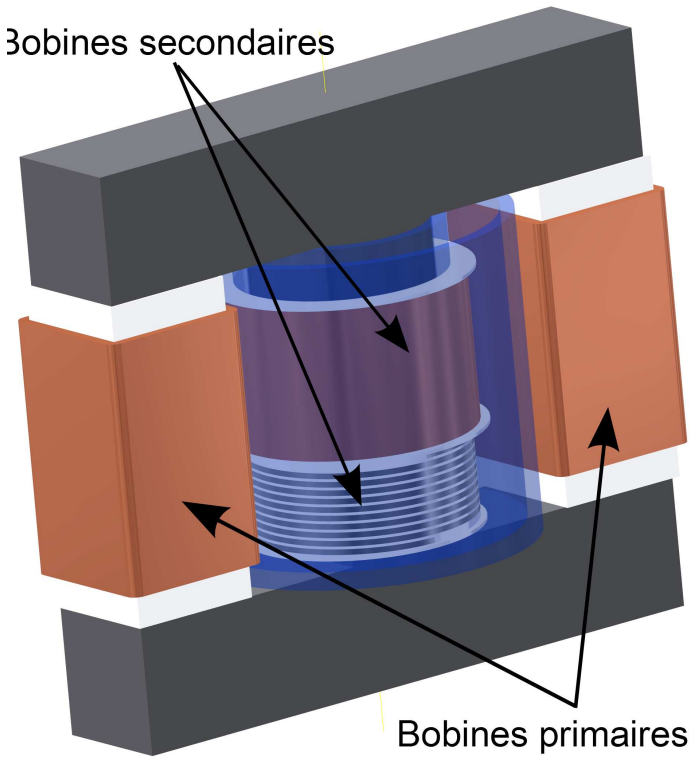


Figure 3.2: Emplacements des bobines du secondaire et du primaire.

gnétique dans la jambe centrale du transformateur. Afin de ne pas saturer le noyau, le flux circulant dans chaque partie latérale du transformateur devra être environ la moitié du flux maximal imposé dans la jambe centrale. L'induction maximale du noyau ayant été fixée à 1.5 T, on aura donc une induction d'approximativement 0.75 T dans chaque branche latérale. On peut voir une illustration de la répartition du flux de magnétisation sur la figure 3.3. Le support des bobines primaire sera carré afin de minimiser le flux de fuite au primaire en épousant le mieux possible la forme du noyau au primaire. En revanche, pour des raisons mécaniques et électriques, les rubans supraconducteurs ne peuvent avoir un rayon de courbure trop petit et/ou variable. Par conséquent, le support des bobines secondaires sera cylindrique.

3.3.1 Nombre de tours

Le nombre de tours des enroulements est directement lié à la fréquence d'alimentation, à son niveau de tension ainsi qu'à l'induction maximale admissible dans le noyau ferromagnétique (3.10). En effet, avec $\Phi(t)$ le flux dans le noyau en Wb et V(t) la tension induite aux bornes de la bobine en V, on a :

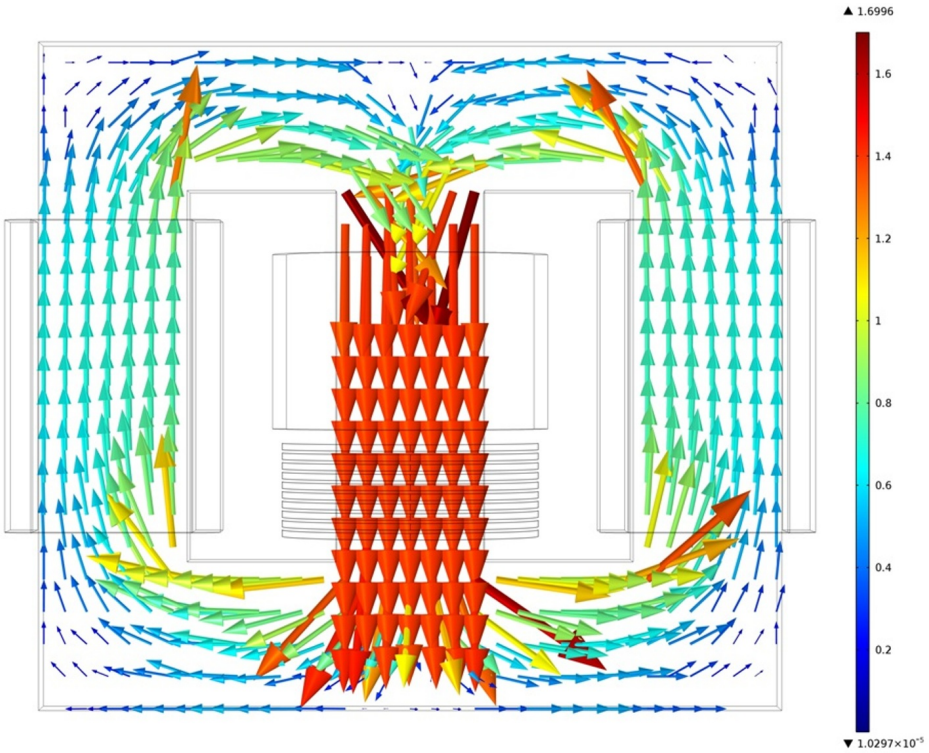


Figure 3.3: Allure du champs de magétisation du transformateur. Les valeurs sont données en Tesla (T)

$$\begin{cases} \Phi(t) & = & \widehat{\Phi} cos(\omega t), \\ \\ V_{pri}(t) & = & -N_{pri} \dfrac{d\Phi(t)}{dt}. \end{cases} \tag{3.6}$$

On obtient alors :

$$V_{pri}(t) = N_{pri} \omega \widehat{\Phi} sin(\omega t), \tag{3.7}$$

$$V_{priRMS} = \frac{N_{pri} \omega \widehat{B_{pri}} S_{core}}{\sqrt{2}}, \tag{3.8}$$

$$N_{pri} = \frac{\omega \widehat{B_{pri}} S_{core}}{V_{priRMS} \sqrt{2}}, \tag{3.9}$$

$$N_{pri} = \frac{2\pi f \widehat{B_{pri}} S_{core}}{V_{priRMS} \sqrt{2}}. \tag{3.10}$$

Tableau 3.4: Paramètres nécessaire au dimensionnement des bobines primaires.

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Matériau	-	Cuivre	-
Induction noyau maximale au primaire	$\widehat{B_{pri}}$	0.75	T
Nombre de tours	N_{pri}	à définir	-
densité de courant max.	J_{pri_max}	2.5	A/mm^2

3.3.2 Section de conducteur

On prend classiquement des densités de courant de 2.5 A/mm^2 pour les enroulements en cuivre refroidis par air. Cela permet d'éviter les échauffements excessifs et de minimiser l'impact négatif des pertes sur le rendement du transformateur. Limiter les échauffements permet également de ralentir le vieillissement des isolants et de minimiser le risque de claquage par rupture de diélectrique. En notant I_{pri} le courant nominal absorbé au primaire, I_{fer} le courant correspondant aux pertes dans le fer et I_{mag} un estimé du courant de magnétisation, on a :

$$S_{pri} = \frac{I_{pri} + I_{mag} + I_{fer}}{J_{pri_max}}. \tag{3.11}$$

3.3.3 Evaluation des pertes

Afin de vérifier si la section est assez importante, on évalue les pertes dans les bobines primaires et on s'assure de ne pas avoir d'emballement thermique, c'est à dire s'il est possible d'évacuer la totalité du flux de chaleur. On tolérera une température maximale des enroulements de 348 K (75°C).

On considérera pour notre calcul que les échanges thermiques se font uniquement par convection. Cela donnera une évaluation de la température atteinte par les bobines assez pessimiste dans le sens où ces dernières devrait atteindre des températures inférieures à celle de notre calcul, car on a tout de même des échanges par conduction et par rayonnement. On peut également faire l'hypothèse que, dans le cuivre, du fait de ses bonnes propriétés thermiques, la température est constante et homogène dans tout le volume. On pose ϕ_{pri} le flux de chaleur (en W) évacué par convection naturelle qui s'exprime par [58] :

$$\phi_{pri} = h_{pri} S_{ech} (T_{pri} - T_{amb}). \tag{3.12}$$

Tableau 3.5: Paramètres supplémentaires pour l'étude thermique.

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Temperature ambiante	$T_{pri_{amb}}$	295	K
Temperature maximale	$T_{pri_{max}}$	348	K
Résistivité @295K	$\rho_{cu,295}$	$1.73 * 10^{-8}$	$\Omega.m$
Coeff. élevation de la temp.[51]	α_{cu}	3.93e-3	-
Coeff. convection[58]	h_{pri}	10	W/(m^2.K)

Où S_{ech} est la surface extérieure des fils de cuivre constituant les bobines primaires. On souhaite donc dissiper la puissance perdue par effet Joule dans l'enroulement primaire. En supposant que les pertes sont totalement évacuées par convection naturelle, on aura

$$\rho_{pri}\frac{l_{pri}}{S_{pri}}\left(I_{pri}+I_{mag}+I_{fer}\right)^2 = h_{pri}S_{ech}(T_{pri}-T_{amb}), \tag{3.13}$$

$$\rho_{pri}(T) = \rho_{cu,295}(1+\alpha_{cu}*\Delta T), \tag{3.14}$$

$$+\,\rho_{pri}(T)\frac{l_{pri}}{S_{pri}}\left(I_{pri}+I_{mag}+I_{fer}\right)^2 = h_{pri}S_{ech}(T_{pri}-T_{amb}). \tag{3.15}$$

La résistivité ρ_{pri} varie également en fonction de la température, il est donc nécessaire de faire plusieurs itérations pour obtenir l'équilibre. De cette manière, on peut obtenir la puissance dissipée dans les bobines primaires et on peut aussi calculer la résistance de ces bobinages pour le modèle équivalent du transformateur en utilisant la valeur de la résistivité obtenue à la dernière itération :

$$R_{pri} = \rho_{pri}\frac{l_{pri}}{S_{pri}}. \tag{3.16}$$

L'installation des bobines primaires sur chaque jambe latérale a permis de dégager la place nécessaire autour de la jambe centrale pour loger les enroulements secondaires ainsi que le futur récipient chargé de contenir le fluide cryogénique. Le secondaire est qualifié d'enroulement hybride, c'est à dire qu'il est formé de deux parties, la première sera en cuivre et la seconde utilisera des matériaux supraconducteurs (voir figure 3.2). Les bobines secondaires seront plongées dans l'azote liquide à une température de 77 K ($\approx$ -196 °C). Il est donc impératif de prendre cela en compte pour le dimensionnement des bobines et le choix des matériaux pour leurs supports.

Tableau 3.6: Paramètres nécessaire au dimensionnement des bobines secondaires.

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Matériau 1	-	Cuivre	-
Matériau 2	-	YBCO	-
Induction noyau maximale	$\widehat{B_{sec}}$	1.5	T
Nombre de tours	N_{sec}	à définir	-
densité de courant max. (cuivre)	$J_{cu_{max}}$	15	A/mm^2
resistivité @77K	$\rho_{cu,77}$	$0.23 * 10^{-8}$	$\Omega.m$
resistivité @295K	$\rho_{cu,295}$	$1.73 * 10^{-8}$	$\Omega.m$

Le nombre de tour se calcule de la même manière que pour les enroulements primaires, mais, étant donné que les bobines sont plongées dans l'azote liquide, on peut adapter la densité de courant circulant dans le cuivre aux nouvelles conditions de fonctionnement. Selon les données issues du livre de J. W. Ekin [51], le cuivre présente une résistivité de 1.73*10^{-8} Ω.m à 295 K tandis qu'a 77 K elle tombe à 0.23*10^{-8} Ω.m (voir tableau 3.6). La résistivité est alors divisée par un facteur de l'ordre de 7.5 à 77 K par rapport à la température pièce (295 K).

Ce facteur est très dépendant de la qualité du cuivre et un rapport de 6, permettant une petite marge de sécurité supplémentaire, a été utilisé pour la densité de courant maximale admissible dans la partie cuivre des enroulements secondaire. Cette différence de résistivité sera également utilisée dans le calcul des valeurs de résistance pour les enroulements secondaires du transformateur. En fonctionnement nominal, les pertes dans le matériaux supraconducteurs seront considérées comme nulles car négligeable devant les pertes dans la partie cuivre.

En ce qui concerne les rubans supraconducteurs et la partie limitation du courant du transformateur, nous y reviendrons un peu plus loin dans une section dediée uniquement à ce sujet.

3.4 Courant de magnétisation

Le courant de magnétisation est un élément important à connaître. Il permet d'évaluer les pertes à vides du transformateur et c'est un paramètre important pour la réalisation des simulations. Afin d'évaluer le courant de magnétisation nous utiliserons le théorème de superposition avec l'analogie d'Hopkinson entre le magnétisme et les circuits électriques, dont les principales composantes des deux domaines sont résumées dans le tableau 3.7. On pourra

ainsi comparer cette valeur avec celle obtenue avec les données du manufacturier des tôles ferromagnétiques, et également avec celle déterminée par la méthode des éléments finis.

Le schéma de notre circuit magnétique et des bobines primaires est équivalent au schéma que l'on peut voir sur la figure 3.4. On s'intéresse au calcul du courant de magnétisation, on a donc aucun courant qui circule dans la partie secondaire. Il en résulte qu'aucun flux n'est généré par le secondaire et donc, aucune source de flux n'est représentée pour le secondaire. On pose :

$$\Re_1 = \Re_{pri} = \frac{L_{pri}}{\mu_0 \mu_{pri} S_{pri}}, \tag{3.17}$$

$$\Re_2 = \Re_{sec} = \frac{L_{sec}}{\mu_0 \mu_{sec} S_{sec}}. \tag{3.18}$$

Avec la relation issue de l'analogie d'Hopkinson

$$FMM = \sum NI = \sum \Re\phi \tag{3.19}$$

et, sachant que le flux peut s'exprimer de la manière suivante,

$$\phi = BS. \tag{3.20}$$

Comme,

$$N_{pri} = 2 * N_1, \tag{3.21}$$

on peut alors écrire l'équation suivante en utilisant le théorème de superposition :

$$I_{magnetisation} = \frac{2\Re_1\phi_1 + \Re_2\phi_2}{N_1}. \tag{3.22}$$

On a approximativement

$$\phi_2 = 2\phi_1 \tag{3.23}$$

donc,

$$I_{magnetisation} = \frac{2\left(\Re_1 + \Re_2\right)\phi_1}{N_1}, \tag{3.24}$$

$$I_{magnetisation} = \frac{2\phi_1}{N_1}\left(\frac{L_{pri}}{\mu_0 \mu_{pri} S_{pri}} + \frac{L_{sec}}{\mu_0 \mu_{sec} S_{sec}}\right), \tag{3.25}$$

Tableau 3.7: Analogie d'Hopkinson entre le magnétisme et les circuits électriques.

Électrique	Magnétique
R (résistance)	$\Re$ (reluctance)
I (courant)	ϕ (flux magnétique)
σ (conductivité)	μ (perméabilité)
FEM (forme électromotrice)	FMM (force magétomotrice)

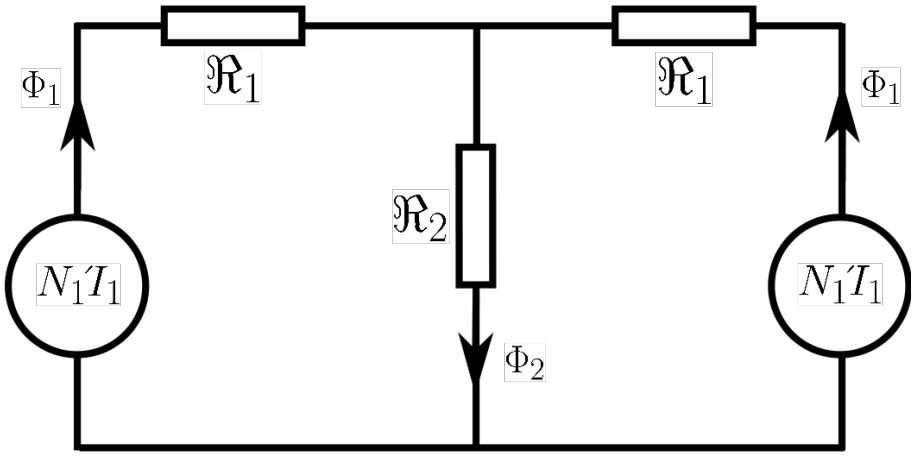


Figure 3.4: Schéma équivalent du circuit magnétique utilisant l'analogie d'Hopkinson.

Comme $S_{pri} = S_{sec} = S$,

$$I_{magnetisation} = \frac{2\phi_1}{\mu_0 S N_1}\left(\frac{L_{pri}}{\mu_{pri}} + \frac{L_{sec}}{\mu_{sec}}\right), \tag{3.26}$$

$$I_{magnetisation} = \frac{2B_{pri}}{\mu_0 N_1}\left(\frac{L_{pri}}{\mu_{pri}} + \frac{L_{sec}}{\mu_{sec}}\right). \tag{3.27}$$

3.5 Résultats obtenus après calculs sous Matlab

Toutes les équations présentées ci-dessus ont été saisies dans Matlab puis évaluées pour obtenir les paramètres du transformateur qui sont rassemblés dans les tableau 3.8 et 3.9 qui

Tableau 3.8: Paramètres du transformateur calculés sous Matlab pour les bobines primaires.

Paramètres	Symboles	Valeurs	Unités
Nb. Spires	N_{sp_p}	2*180	-
Courant de magnétisation	$I_{magnetisation}$	0.1146	A
Courant pertes fer	I_{fer}	0.12	A
Section de conducteur minimale(@2.5A/mm^2)	S_1	6.72	mm^2
Longueur de fil AWG 8 nécessaire	Lf_p	155	m
Nb de couche	N_{c_p}	4	-
Nb de spires par couche	N_{sp/c_p}	45	-
Résistance	R_p	297.6	mΩ
Pertes à vides	P_{p_v}	80	W
Pertes en charge	P_{p_c}	250	W
Température en charge	T_{p_c}	344	K

complètent les paramètres de base et les paramètres du noyau énoncés précédemment dans ce chapitre.

3.5.1 Parties primaires et circuit magnétique

La section de conducteur minimal avec le critère de 2.5 A/mm^2 issue du calcul est de 6.72 mm^2. Le fil qui correspond à la section juste supérieure à cette valeur est le AWG 8, dont la section vaut 8.37 mm^2. Tous les calculs concernant les bobines ont été effectués en prenant en compte l'utilisation de fil AWG 8. Le nombre de couches et le nombre de spires par couches sont déterminés par la section de fil, le nombre de tours et la hauteur de la fenêtre du noyau. La température atteinte par la bobine est donnée pour une température ambiante de 295 K.

3.5.2 Bobines secondaires

3.5.2.1 Bobines en cuivre

Le fil qui correspond à la section juste supérieure à 3.33 mm^2 trouvée par calcul n'a pas été choisi dans le but de diminuer les pertes dans l'azote liquide. Nous avons plutôt opté pour garder le même fil AWG 8 que pour le primaire, dont la section vaut 8.37 mm^2, afin de

Tableau 3.9: Paramètres du transformateur calculés sous matlab pour la partie secondaire.

Paramètres	Symboles	Valeurs	Unités
Nb. Spires	N_{sp_s}	60	-
Section de cuivre minimale(@15A/mm^2)	S_1	3.33	mm^2
Longueur de fil AWG 8 nécessaire	Lf_p	31	m
Résistance (@ 77 K)	R_p	6.95	mΩ
Pertes en charge	P_{p_c}	>17.37	W

diminuer la résistance de la bobine dont les pertes passent ainsi d'une valeur de 53.5 W à 17.4 W lorsqu'elles sont traversées par le courant nominal au secondaire du transformateur (50 A, voir tableau 3.1). Le nombre de tours en cuivre s'élève à 50, car nous ferons 10 tours en matériaux supraconducteurs.

3.5.2.2 Bobine supraconductrice

Sirois et al. [59] ont réalisé des mesures transitoires thermiques sur le même type de fil que celui que l'on va utiliser pour le prototype de transformateur. On peut observer sur la figure 3.5 que la résistance par unité de longueur augmente très rapidement et atteint des valeurs comprises entre 0.25 mΩ/cm à un peu plus de 3.5 mΩ/cm en fonction du courant qui circule dans les rubans supraconducteurs.

La méthode utilisée par les auteurs consiste à injecter de forts courants pulsés d'une durée de 100 à 150 μs afin d'éviter les dommages aux rubans supraconducteurs par accumulation d'énergie thermique puis fusion de ces derniers. Les défauts que l'on va observer dans la dernière partie ne pourront pas être aussi court et il faudra porter une grande attention à ne pas détruire le rubans supraconducteurs lors des essais. On s'attend également à une résistance plus élevée de l'ensemble de l'enroulement due aux effets thermiques.

Lors des phases de limitation du courant, la résistance de la partie supraconductrice devient très élevée, ce qui veut dire presque à coup sûr que le courant ne passe que dans les couches métalliques. Du fait que notre ruban ne soit pas stabilisé, et selon l'hypothèse énoncée précédemment, seule la couche d'argent d'une épaisseur de 2 μm et d'une largeur de 4 mm transporterait le courant. Avec une résistivité de l'argent qui vaut $0.27e^{-8}$ Ω/cm à 77 K [51], la résistance par unité de longueur de la couche métallique vaut $R_{Ag} = \rho_{Ag,77K}\frac{L}{S} =$

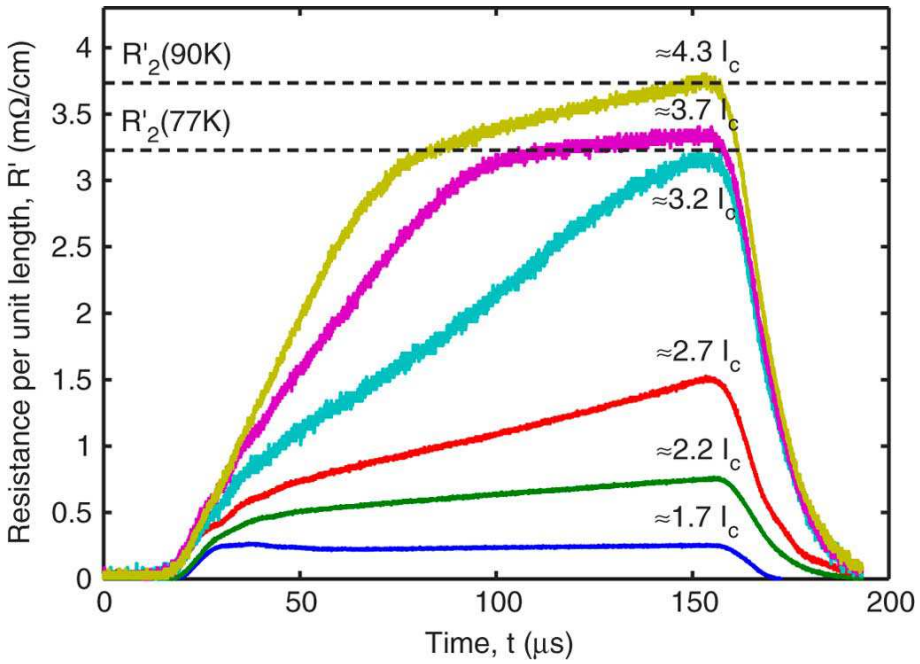


Figure 3.5: Allure de la résistance des rubans supraconducteurs en fonction du courant y circulant [59].

3.375 mΩ/cm.

On retrouve ainsi les résultats obtenus expérimentalement par Sirois et al, et on est quasiment assuré que le courant dans le ruban supraconducteur ne passe que dans les couches métalliques et non plus dans le supraconducteur. Ainsi, le comportement du ruban en phase de limitation pourrait être modélisé uniquement par la couche d'argent si l'on peut faire l'hypothèse que le régime transitoire est très court. On peut également retenir que seul la transition rapide du matériau supraconducteur joue un rôle dans la phase de limitation du courant dès les premiers instants du défaut, la suite étant assurée par le shunt et son échauffement, qui empêche de récupérer l'état supraconducteur en maintenant le matériau au-dessus de sa température critique.

La longueur de ruban d'YBCO pour le prototype du transformateur que l'on va construire s'élève à 5.5 m, soit, en cas de transition du matériau et selon les essais menés par Sirois et al, une résistance comprises entre 0.1375 Ω et 1.92 Ω pour le premier pic. Cette longueur de fil représente l'équivalent de 10 tours. Avec une tension par tour d'environ 3.33 V cela représente une FEM induite de 33.3 V aux bornes de la bobine supraconductrice en fonctionnement normal. En revanche, en cas de court-circuit, la résistance de l'enroulement supraconducteur devient assez importante et simule donc la présence d'une charge résistive. Cela pourrait

avoir comme conséquence une augmentation de la tension à ses bornes (V=RI) sans toutefois excéder la tension nominale au secondaire du transformateur.

3.6 Arrangements des enroulements

Le secondaire de ce transformateur est, rappelons-le, constitué de plusieurs bobines branchées en série formant un seul et unique enroulement mêlant cuivre et matériau supraconducteur (conducteur déposé d'YBCO). Deux configurations "simples" pour la partie secondaire ont été retenues. Toutes les bobines sont indépendantes, physiquement démontables et disposent de leurs propres sorties afin de pouvoir réaliser les connexions sur le bornier extérieur du transformateur. La forme cylindrique est obligatoire pour la bobine supraconductrice pour des raisons mécaniques (rayon de courbure constant), mais aussi électrique (courant critique constant). Cette même forme géométrique doit également être conservée pour les enroulements en cuivre afin de minimiser le champ magnétique appliqué sur les rubans.

3.6.1 Configuration 1

La première de ces deux configurations, que l'on peut l'observer à la figure 3.6, est constituée de deux bobines qui seraient empilées l'une au dessus de l'autre . Cette configuration est la plus simple techniquement parlant, car elle réduit le nombre de connexions nécessaires du fait de la présence de seulement deux enroulements. Cependant, le risque que le flux de fuite soit concentré au niveau de l'extrémités de la bobine supraconductrice est élevé. À cause de ce flux de fuite, on crée un déséquilibre de densité de courant critique entre les différents tours de la bobine supraconductrice. Cela pourrait être un problème majeur qui pourrait engendrer des transitions locales intempestives du matériau supraconducteur pouvant mener à la destruction de l'enroulement.

3.6.2 Configuration 2

La seconde configuration est basée sur trois enroulements dans lesquels on ferait cohabiter deux bobines en cuivre et une bobine supraconductrice. L'enroulement d'YBCO serait placé entre les deux autres bobines tel qu'illustré à la figure 3.7. Cette configuration devrait permettre de diminuer la composante perpendiculaire appliquée aux rubans, notamment aux extrémités de la bobine supraconductrice. Ceci est d'autant plus important que, tel qu'expliqué dans la revue de littérature, cette composante perpendiculaire de champ magnétique est la plus préjudiciable pour la densité de courant critique. La symétrie devrait permettre d'homogénéiser le flux de fuite axial dans la région de l'enroulement supraconducteur tout

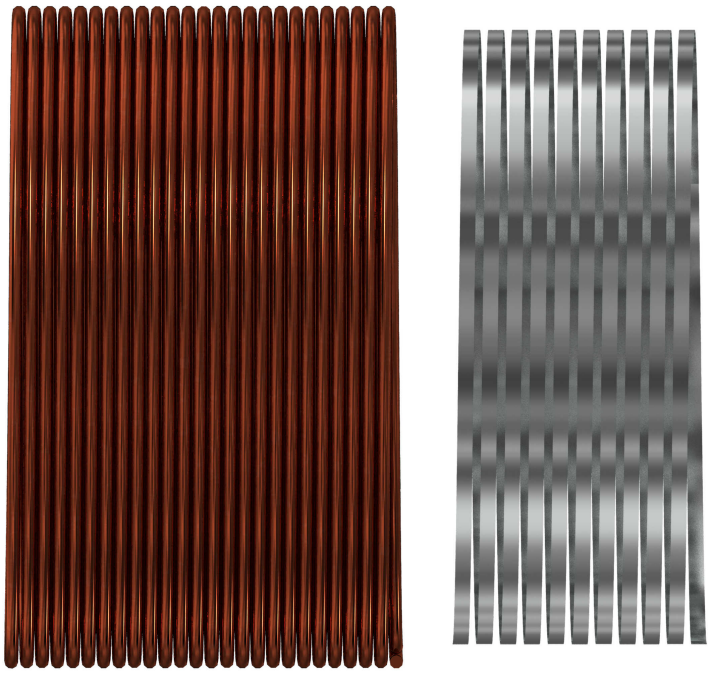


Figure 3.6: Allure de la configuration 1 des enroulements en cuivre (à gauche) et supraconducteur (à droite).

en réduisant la composante perpendiculaire. Cela reste bien sûr à vérifier et nous tenterons de le faire à l'aide de simulations par éléments finis dans la section qui suit.

3.7 Modélisation du transformateur et simulation par la méthode des éléments finis

Les simulations auront pour but de départager les deux configurations présentées ci-dessus et d'évaluer les champs magnétiques appliqués aux bobines. Ainsi, nous serons en mesure de déterminer laquelle des deux configurations est la plus avantageuse pour l'enroulement supraconducteur, même si par intuition, la configuration 2 semble plus intéressante. Ces simulations permettront également d'évaluer un élément important du transformateur, soit l'inductance de fuite.

Le choix de la méthode des éléments finis n'est pas anodin, puisqu'elle fait désormais partie des outils régulièrement utilisés pour la résolution de problèmes variés, autant en electromagnétisme que dans bien d'autres domaines où l'on trouve des équations aux dérivées partielles. Autre avantage important, cette méthode permet de modéliser des géométries complexes et de grande taille grâce à un découpage des sous-domaines continus en éléments

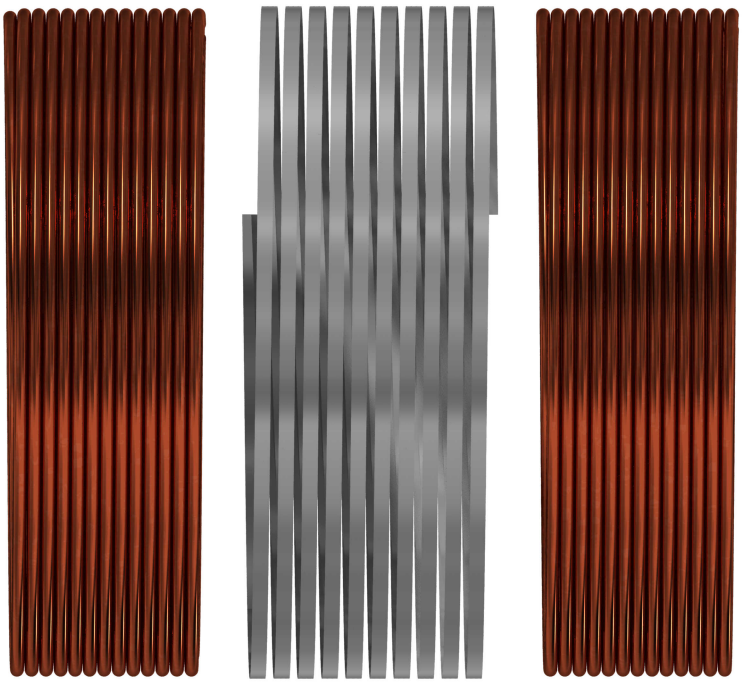


Figure 3.7: Allure de la configuration 2 des enroulements en cuivre (à gauche et à droite) et supraconducteur (au centre).

beaucoup plus simples et peut être utilisée pour des problèmes :

- statiques ou dynamiques,
- linéaires ou non-linéaires,
- avec des lois de comportement complexes (supraconducteurs, ferromagnétisme),
- phénomènes couplés (magnéto-thermique, électro-mécanique, ...)
- ....

Dans le carde de ce mémoire, Nous utiliserons le logiciel COMSOL Multiphysics, qui est un logiciel commercial utilisant la méthode des élements finis, afin de résoudre notre problème, ainsi qu'Autodesk INVENTOR pour la modélisation géométrique 3-D du prototype de transformateur supraconducteur.

3.7.1 Problème à résoudre

Le problème que l'on cherche à résoudre comprend plusieurs types de matériaux qui se comportent différemment d'un point de vue magnétique (noyau ferromagnétique non-linéaire, cuivre, supraconducteur, ...). Le comportement physique du champs magnétique est dicté par les équations de Maxwell. La résolution se fera de manière approchée en basant notre étude sur la magnétostatique avec des enroulements alimentés en courant continu, ce qui

permet de s'affranchir de la modélisation physique de la partie supraconductrice et de ces lois de comportement complexes.

3.7.1.1 Équations de maxwell et lois de comportement des matériaux

$$\begin{cases} \vec{\nabla} \times \vec{H} &= \vec{J} + \dfrac{\partial \vec{D}}{\partial t} \\ \vec{\nabla} \times \vec{E} &= -\dfrac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{B} &= 0 \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{D} &= \rho \end{cases} \tag{3.28}$$

Etant donné que nous sommes en magnétostatique, on peut donc faire abstraction de tous les phénomènes dépendant du temps. Les phénomènes liés aux courant de déplacement peuvent également être négligés. Avec $\vec{B}$ l'induction magnétique, $\vec{H}$ le champ magnétique et $\vec{J}$ la densité de courant, les équations se simplifient et se résument au système suivant :

$$\begin{cases} \vec{\nabla} \times \vec{H} &= \vec{J} \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{B} &= 0 \end{cases} \tag{3.29}$$

On doit ajouter à ce système les lois de comportement des matériaux qui décrivent des phénomènes comme la saturation en rendant la pérméabilité magnétique non-linéaire et dépendante de $\vec{H}$:

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r(H) \vec{H}, \tag{3.30}$$

où $\mu_r(H)$, dans le cas d'un problème 3-D, est une matrice 3×3 qui permet d'avoir une pérméabilité relative isotrope ou anisotrope, et pour ces deux cas, linéaire ou non-linéaire. Dans la suite du document et par soucis de simplification de l'écriture, on remplacera $\mu_0 \mu_r(H)$ par μ.

Pour résoudre ce genre de problème, le module AC/DC de COMSOL utilise le potentiel vecteur magnétique $\vec{A}$ que l'on nommera simplement potentiel vecteur par la suite tel que :

$$\vec{B} = \vec{\nabla} \times \vec{A}. \tag{3.31}$$

Cela se justifie mathématiquement par le fait que la divergence d'un rotationnel est toujours nulle et comme on trouve $\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0$ dans les équations de Maxwell. On aura alors :

$$\vec{\nabla} \times \vec{B} = \mu \vec{J}, \tag{3.32}$$

donc

$$\vec{\nabla} \times \vec{\nabla} \times \vec{A} = \mu \vec{J}, \tag{3.33}$$

et

$$\vec{\nabla} \times \vec{\nabla} \times \vec{A} = \vec{\nabla}(\vec{\nabla} \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A}, \tag{3.34}$$

qui devient :

$$\vec{\nabla}(\vec{\nabla} \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A} = \mu \vec{J}. \tag{3.35}$$

En revanche, la solution de cette équation n'est pas unique car on doit faire attention au fait que le rotationnel d'un gradient est nul donc que le potentiel vecteur $\vec{A}$ est défini à un gradient près, ce qui implique une infinité de solution pour $\vec{A}$. En effet, si on pose $\vec{A'} = \vec{A} + \vec{\nabla}\phi$, on aura toujours le même champ magnétique $\vec{B}$, mais cela pourrait avoir un impact sur la convergence lors de la résolution numérique car la solution n'est pas unique. On utilise très souvent la jauge de Coulomb en magnétostatique. De cette manière on impose une condition supplémentaire pour trouver $\vec{A}$ de façon unique. Cette condition consiste à ajouter :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{A} = 0. \tag{3.36}$$

On cherche donc à résoudre, avec le respect de la condition 3.36 , l'équation suivante pour trouver $\vec{A}$:

$$-\nabla^2 \vec{A} = \mu \vec{J}. \tag{3.37}$$

3.7.2 Hypothèses de modélisation et maillage

Il est très contraignant de travailler avec la géométrie réelle et détaillée du système. En effet, un modèle représentant l'ensemble des conducteurs consituant les bobines, d'autant plus que le nombre de spires est souvent élevé, le circuit magnétique feuilleté et bien d'autres détails deviendrait très rapidement trop lourd en termes de maillage, de ressources mémoire et de puissance de calcul nécessaire, sans parler du temps de calcul. Il est donc nécessaire de

simplifier la géométrie et de faire certaines hypothèses pour réduire le maillage en essayant de se rapprocher le plus près possible du comportement magnétique des différents milieux.

3.7.2.1 Noyau ferromagnétique

Comme nous travaillons en magnétostatique et que nous ne nous intéressons pas aux pertes dans le noyau, ce dernier peut être modélisé de façon massive, comme on peut l'observer sur la figure 3.8.

Cela permet de simplifier la géométrie sans pour autant altérer de manière significative les résultats. La taille des éléments constituant le maillage du noyau peut ainsi être augmentée (voir figure 3.9), permettant d'alléger significativement la simulation autant d'un point mémoire que d'un point de vue temps de simulation.

Afin d'accélérer le calcul, nous verrons qu'il est possible d'utiliser une pérméabilité relative constante (25000) pour l'ensemble du matériau. Les résultats seront comparés (vitesse de calcul, précision) avec une perméabilité non linéaire dont la courbe $B = f(H)$ reproduit les données fournies par le manufacturier et qui sont présentées en annexe B. La courbe a été entrée point par point puis reconstruite avec une interpolation linéaire. Dans tous les cas de figure, les caractéristiques magnétiques du circuit ferromagnétique sont définies comme isotropes, donc indépendantes de la direction du champ magnétique.

3.7.2.2 Enroulements

3.7.2.2.1 Technique d'homogénéisation

Comme nous l'affirmions plus haut, et toujours pour la simplification et l'allègement de la simulation, le nombre de tours de l'enroulement primaire étant "élevé", toutes les spires ne pourront être représentées physiquement. Nous utiliserons donc ici une technique d'homogénéisation qui consiste, comme cela est représenté sur la figure 3.10, à imposer une densité de courant homogène dans l'enroulement de manière à faire circuler un courant équivalent à la somme des courants circulant dans l'enroulement réel.

Afin de vérifier cette configuration, des simulations utilisant un modèle 2-D axysymétrique représentant une bobine de 3 couches comportant 110 tours ont été effectuées. On peut observer que les résultats concernant la répartition de l'induction magnétique sont très semblables

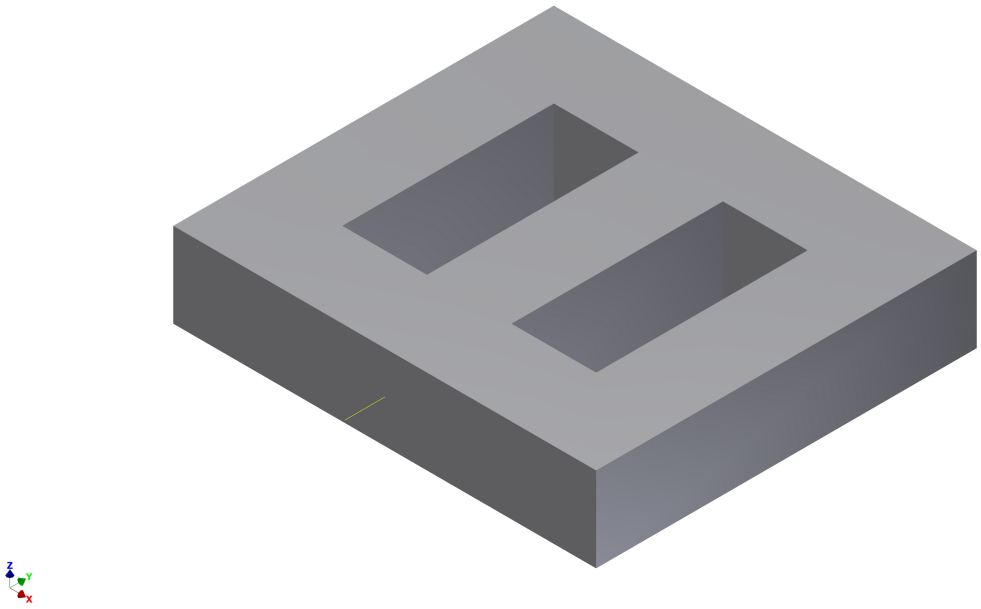


Figure 3.8: Configuration géométrique du noyau utilisée dans la simulation par éléments finis.

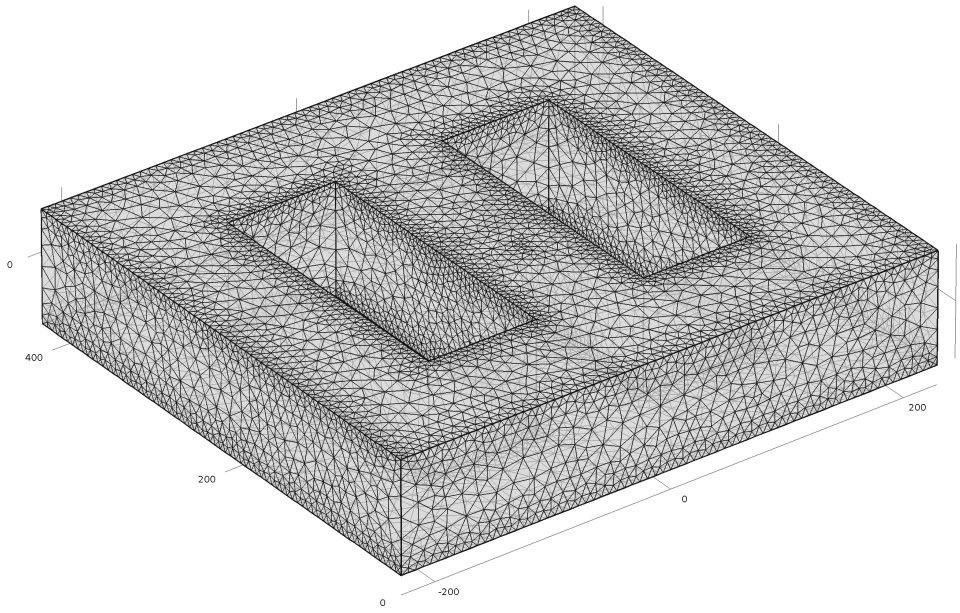


Figure 3.9: Allure du maillage du noyau généré sous COMSOL MultiPhysics pour la simulation par éléments finis.

Tableau 3.10: Résultats de simulation pour la bobine réelle et le modèle homogénéisé.

Modèle des enroulements	Nombre d'éléments	Temps de simulation (s)	Energie (J)	Inductance (mH)	Erreur (%)
Complet	24347	6	0.61318	1.892	0
Homogène	1380	2	0.62373	1.925	+1.7%

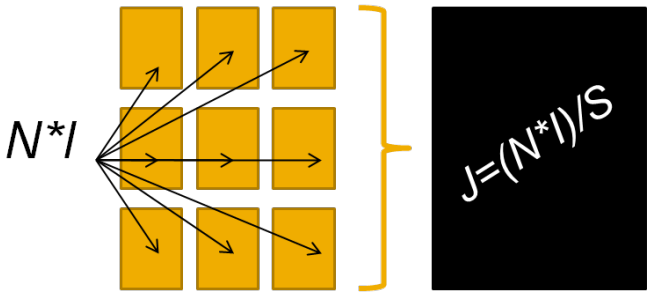


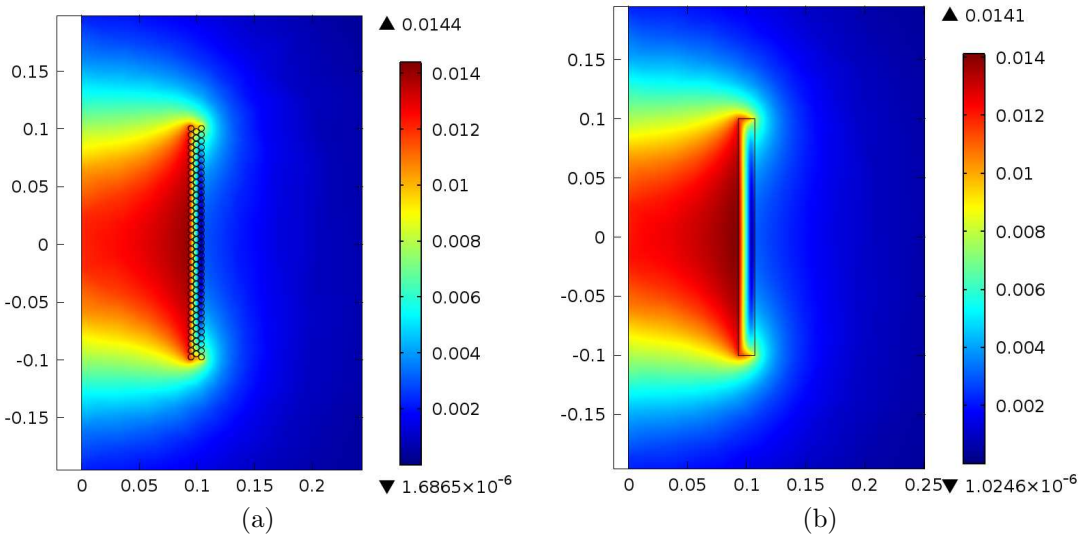
Figure 3.10: Illustration de la technique d'homogénéisation.

(voir figure 3.11), mais aussi que le calcul de l'inductance sur le modèle homogénéisé est très bien approché, avec une erreur de 1.7% par rapport à la référence, qui est le modèle où tous les conducteurs sont discrétisés.

Cette méthode permet de diviser le nombre d'élément par 17 (voir figure 3.12) et permet également d'améliorer le temps de calcul de façon notable, avec temps de simulation passant de 6 s avec le modèle discrétisé à 2 s avec l'homogénéisation. Ce gain est d'autant plus apréciable que le nombre d'inconnues est grand en 3-D et que le maillage aurait été bien plus important par son nombre d'éléments (voir tableau 3.10). La technique d'homogénéisation apporte donc une solution efficace pour la simplification du problème, sans pour autant négliger la précision. Il est important de noter que cette technique est valable en magnétostatique, mais en cas de dépendance temporelle du problème, les effets de la pénétration du champ magnétique et l'effet de peau doivent être pris en compte et les domaines où le courant est homogénéisé ne peuvent avoir des dimensions trop importantes qui fausseraient les résultats de simulation en cas de pénétration incomplète.

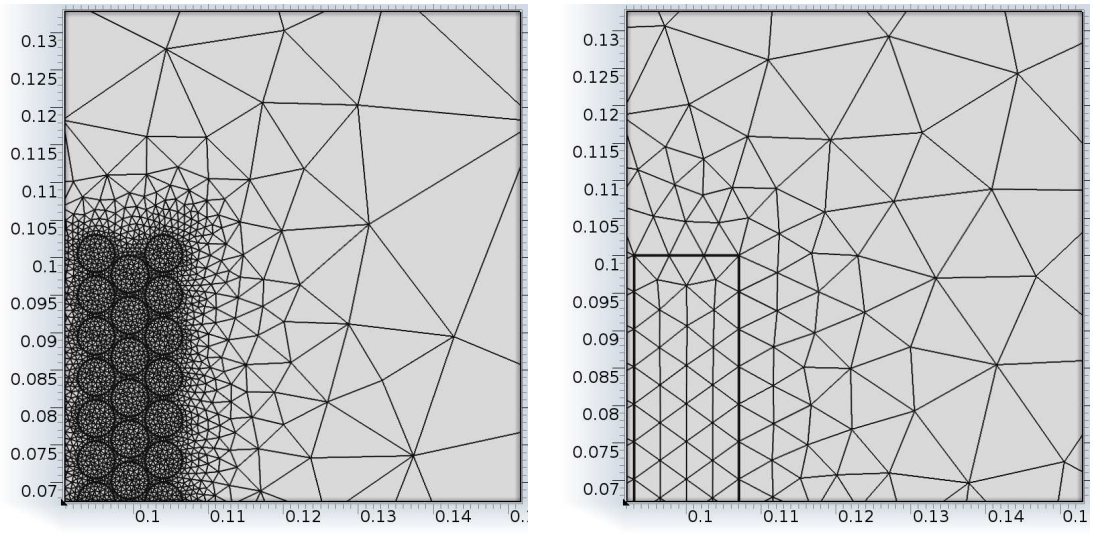
3.7.2.2.2 Bobines primaires

Le noyau étant de section carrée, les bobines ont été réalisées de manière à limiter le flux de fuite et s'approcher le plus possible de la forme du noyau, tout en respectant les



(a) (b)

Figure 3.11: Représentation de la répartition de l'induction magnétique pour deux modèles de bobine. (a) Bobine réelle, tous les conducteurs sont modélisés (b) Bobine "homogénéisée".



(a) (b)

Figure 3.12: Représentation du maillage 2-D pour deux modèles de bobines. (a) Bobine réelle, tous les conducteurs sont modélisés (b) Bobine "homogénéisée".

contraintes liées à leur construction. En effet, il est difficile d'obtenir un enroulement purement carré, notamment avec des sections de fil assez importantes qui font que les bords du carré sont légérement courbés, comme on peut l'observer sur la figure 3.14. Les deux bobines primaires sont modélisées par 4 parties identiques qui ont été assemblées (voir figure 3.13), et qui sont, grâce à la technique d'homogénéisation expliquée ci-dessus, faites d'un seul bloc. On peut observer la géométrie des bobines primaires et leurs maillages sur la figure 3.14.

La circulation du courant est imposée en forçant une densité de courant J_{pri} dans les différents milieux qui constituent l'enroulement.

3.7.2.2.3 Bobines secondaires

3.7.2.2.3.1 Parties en cuivre

En ce qui concerne les parties en cuivre des bobines secondaires, on utilise la même technique d'homogénéisation de la densité de courant que pour les enroulements primaires. On se retrouve ainsi avec des enroulements modélisés sous la forme de cylindres massifs creux. A titre d'exemple, on peut voir sur la figure 3.15 la modélisation sous Comsol d'un enroulement en cuivre pour la configuration 2.

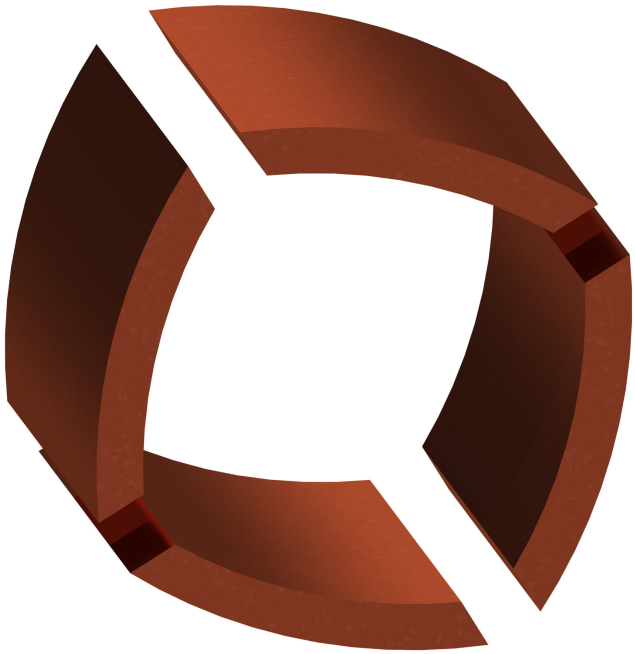
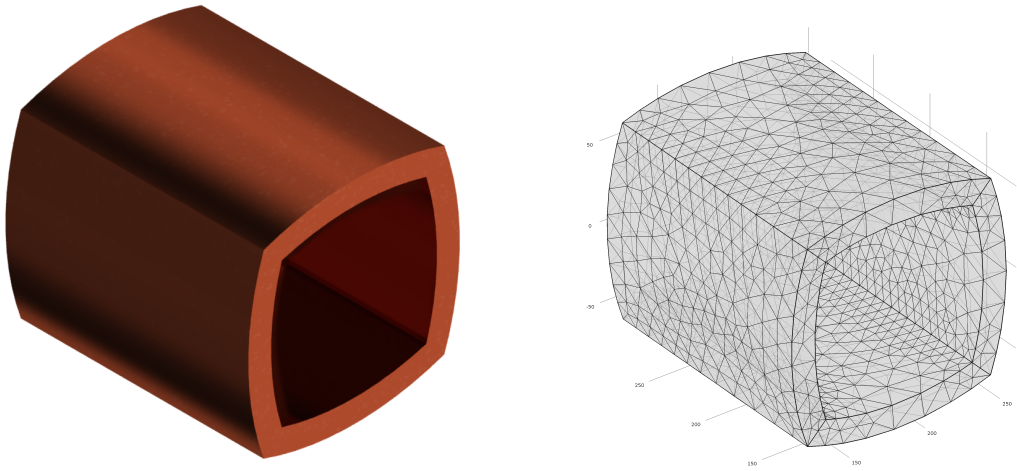


Figure 3.13: Vue "éclatée" des 4 parties constituant les bobines primaires.



(a) (b)

Figure 3.14: Représentation 3D des deux bobines primaires et du maillage associé.

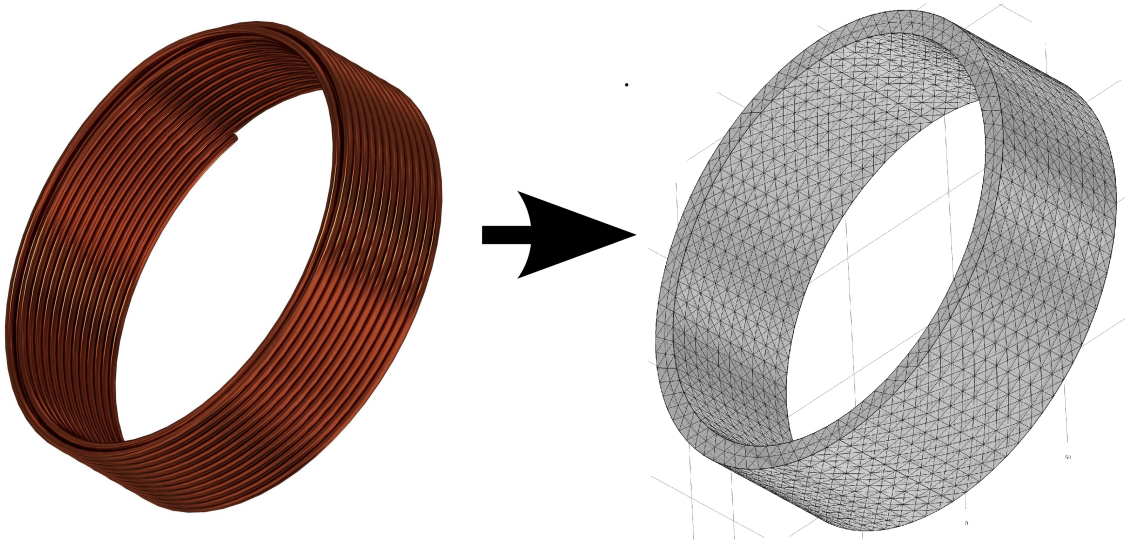


Figure 3.15: Illustration de la technique d'homogénéisation et du maillage pour les parties en cuivre de la partie secondaire. Exemple utilisant la configuration de type 2.

3.7.2.2.3.2 Parties supraconductrices

La partie supraconductrice de l'enroulement secondaire étant la partie qui nous intéresse le plus, c'est la seule qui a tous ses conducteurs représentés physiquement pour la simulation par éléments finis. Représenter tous les tours de la bobine permet d'avoir plus de précision quand à la distribution du champ magnétique appliqué aux rubans supraconducteurs, ce qui permettra de départager les deux configurations proposées. Chaque ruban est modélisé par

un conducteur classique et massif ayant une section rectangulaire dont les dimensions valent 0.2 mm * 4 mm.

On notera que l'épaisseur modélisée est supérieure à celle donnée par le manufacturier des rubans. Il était techniquement difficile de descendre en-dessous de cette valeur pour des raisons de faisabilité et de complexité du maillage. Étant donné donné les dimensions du modèle où l'on doit faire cohabiter le noyau ferromagnétique de section carrée de 91.65 mm de côté, les enroulements secondaires, dont l'épaisseur vaut 8.6 mm, et les rubans supraconducteurs, d'une épaisseur de 0.2 mm, on doit adapter le maillage du domaine (air) qui relie toutes ces entités géométriques aux dimensions très différentes dans un espace relativement restreint. Il faut également veiller à ce que le maillage du domaine d'air ne devienne pas trop lourd pour des raisons de solvabilité du problème, c'est à dire avec une consommation de mémoire et des temps de simulation qui demeurent raisonnables.

Afin d'avoir une géométrie plus simple, la bobine supraconductrice n'a pas été représentée avec sa géométrie réelle. Cette dernière a été simplifée et chaque tour est modélisé seul sous la forme d'un ruban formant un tour complet. Comme le rayon est assez grand devant le pas de l'hélice, cela ne devrait avoir qu'un faible impact sur les résultats de la simulation. On peut observer une illustration de la simplification sur la figure 3.16.

Le maillage de cette partie n'utilise pas des éléments thétrahédriques directement comme pour les autres bobines, car cela devient rapidement beaucoup trop lourd et pose régulièrement des problèmes de compatibilité avec les autres milieux à proximité. Afin que le maillage soit homogène, on découpe d'abord chaque face des sous-domaines en utilisant un maillage "mappé", qui permettra d'avoir un maillage identique et homogène sur chaque ruban supra-

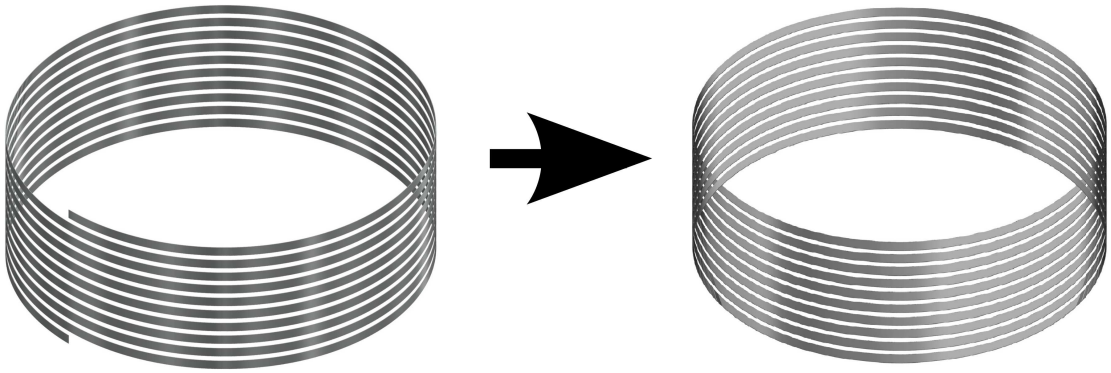


Figure 3.16: Illustration de la simplification effectuée sur la bobine supraconductrice.

conducteur, selon un schéma que l'on impose avec des conditions sur le maillage.

Chaque quadrilatère ainsi formé en surface est ensuite découpé en deux ou en quatre parties selon que l'on coupe une ou deux diagonales. Le maillage est finalisé en utilisant un maillage tétrahédriques sur le volume et, de cette façon, on obtient un maillage des rubans supraconducteurs qui permet de mailler plus simplement le domaine d'air qui l'entoure, avec des élements de taille raisonnable tout au long des rubans. Le maillage standard proposé par Comsol, qui consiste à utiliser un maillage tétrahédrique "libre", n'est pas adapté à notre cas car le nombre d'éléments explose littéralement, en passant de 6048 à 90389 éléments par ruban. À titre de comparaison, les schémas de ces maillages sont illustrés sur les figures 3.17 et 3.18. On peut y observer que le maillage proposé par défaut sous Comsol est extrêmement dense, ce qui est à éviter car le nombre d'éléments dans le domaine d'air qui l'entoure serait également affecté par cette forte densité.

3.7.2.3 Air

Le domaine d'air est très important à optimiser car c'est celui qui présente le plus grand volume et donc potentiellement le plus grand nombre d'éléments si aucune attention n'y est portée. À ce sujet, un artifice a été utilisé pour ne pas avoir un maillage trop dense. Le domaine d'air a été divisé en trois sous-domaines, dont un qui englobe l'ensemble des tours de l'enroulement supraconducteur uniquement. Cela permet de diminuer le nombre total d'éléments du maillage avec une zone ayant une densité élevée d'éléments où le coefficient de grossissement des éléments est relativement faible (1.5). On peut ainsi mailler finement le sous-domaine entourant les spires supraconductrices, tout en assurant un maillage moins dense dans les autres sous domaines et une compatibilité quasi-certaine avec les autres domaines maillés du transformateur, comme le noyau ou les bobines en cuivre.

Le second sous-domaine d'air entoure complètement le transformateur, et enfin, un dernier sous domaine placé assez loin des bords du transformateur est ajouté pour imposer les conditions d'isolation magnétique aux limites du domaine en posant $\vec{A} = \vec{0}$. Si ces conditions sont appliquées loin des bords du transformateur ou du dispositif étudié, elles sont quasiment sans conséquence notable sur la précision des résultats. Si les conditions d'isolation magnétique sont placée trop près du milieu étudié, on peut au contraire avoir une concentration et une déformation du champ magnétique sur les bords avec une répercussion notable sur les résultats numériques.

Typiquement, le milieu utilisé pour les frontières voit ses dimensions comprises entre 4 et

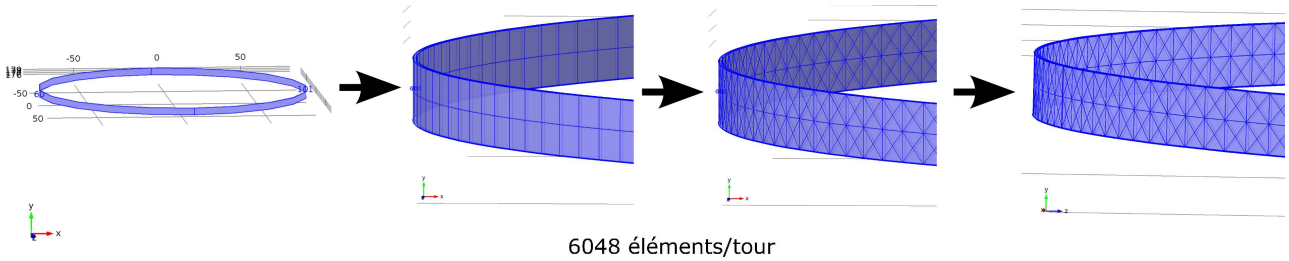


Figure 3.17: Illustration de la technique du maillage mappé pour un ruban supraconducteur.

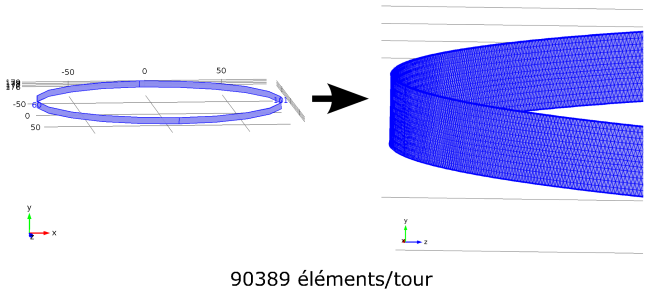


Figure 3.18: Illustration du maillage standard proposé par Comsol pour un ruban supraconducteur.

5 fois les dimensions physiques du modèle, tout cela restant à l'apréciation de l'utilisateur en fonction des résultats obtenus après simulation, et la géométrie du domaine extérieur peut être ajustée en conséquence. Dans le cas du transformateur, ces limites sont plus proches (2 fois), mais cela n'a pas vraiment d'impact sur la simulation numérique, car on utilise un matériau ferromagnétique qui canalise le champ magnétique.

3.7.2.4 Autres solutions pour accélérer la résolution du problème

Il existe d'autres solutions pour alléger la simulation tel que l'emploi des symétries ou l'utilisation d'éléments d'ordre inférieur pour réduire le nombre de degrés de liberté.

3.7.2.4.1 Utilisation des symétries

Une autre solution pour la réduction du temps de calcul et du nombre de degré de liberté est l'utilisation des symétries qui permettent découper le probème suivant des plans de symétrie. Ainsi, en réduisant la taille des différents sous domaines, on peut réduire le nombre d'éléments de façon très importante. Dans notre cas, on peut diviser la géométrie en 4 parties identiques, selon deux plans de symétrie, comme on peut le voir sur la figure 3.19. Dans

le cas de la configuration de type 2, un autre plan de symétrie aurait pu être utilisé, mais cela n'a pas été fait. On aurait donc pu réduire le problème jusqu'à $1/8^{ème}$ du transformateur pour la simulation, et on réduit d'autant le nombre d'éléments et le nombre de degrés de liberté. C'est donc une solution très intéressante pour la réduction de la taille du problème.

En utilisant les symétries, il faut veiller à utiliser les bonnes conditions aux frontières des domaines afin de ne pas modifier les résultats de simulation. Ces conditions doivent être appliquées sur le potentiel vecteur $\vec{A}$. Ici, nous avons posé la condition $\vec{n} \times \vec{A} = 0$ sur les frontières issues du découpage selon les plans de symétries de la figure 3.19.

On peut voir un aperçu du gain avec l'utilisation des symétries dans le tableau 3.11. Les deux simulations ont été réalisées avec le circuit magnétique non-linéaire, des éléments quadratiques, et les mêmes paramètres de solveur. Seul le bobinage primaire était alimenté avec une densité de courant générant un courant équivalent au courant de magnétisation.

3.7.2.4.2 Types d'éléments

Le type d'éléments peut également avoir un gros impact sur la simulation. En effet, à nombre d'éléments égal, le nombre de degré de liberté, qui a une grosse influence sur la consommation de mémoire, peut être très différent selon l'ordre des élements. Les éléments de base sont des tétrahèdres dits linéaires ou d'ordre 1. Ils possèdent 4 noeuds géométriques et les calculs sont effectuées à partir de ces mêmes noeuds. Les fonctions d'interpolations sont également linéaires. On peut choisir des éléments d'ordre supérieur tel que les éléments quadratiques (ordre 2) qui comportent toujours 4 noeuds géométriques auxquels on ajoute 6 noeuds de calcul, ou cubiques (ordre 3, 4 noeuds géométriques + 16 noeuds de calcul) avec des fonctions d'interpolations cubiques. Comme à chaque noeud, qu'il soit géométrique ou de calcul, on associe 3 inconnues, on voit clairement que le modèle devient beaucoup plus lourd en fonction de l'ordre des éléments choisis.

Dans le tableau 3.12, on compare deux simulations utilisant le modèle découpé selon les axes de symétries vus ci-dessus, avec le noyau non-linéaire, et des paramètres identiques au niveau du solveur. Le maillage est strictement identique entre les deux simulations et, seul le type d'élément est modifié avec, pour l'une, des éléments quadratiques, et pour l'autre, des éléments linéaires.

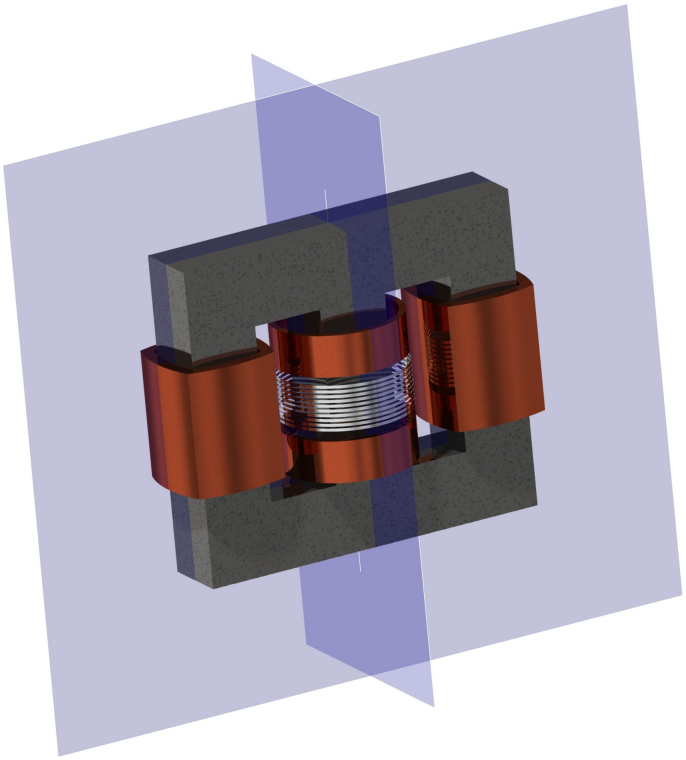


Figure 3.19: Plan de symétrie utilisable pour le transformateur.

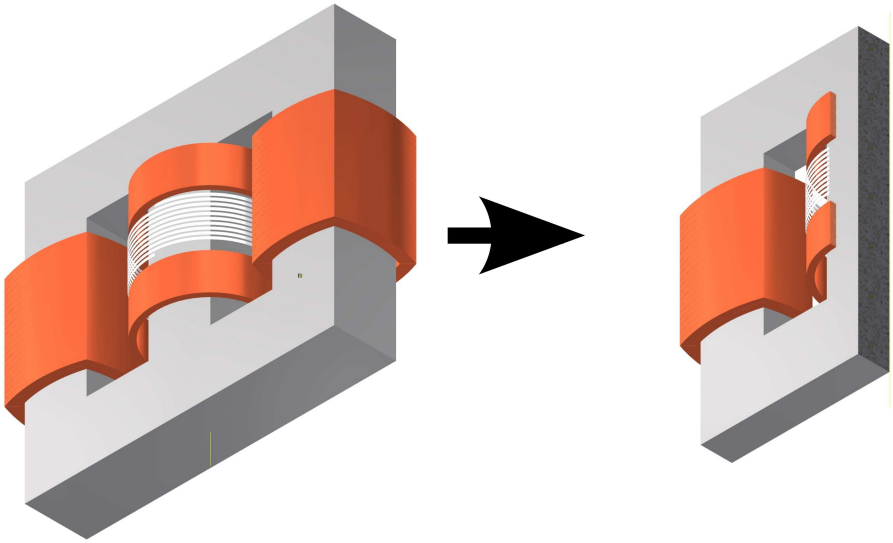


Figure 3.20: Géométrie une fois les découpages selon les axes de symétrie preséntés ci-dessus effectués.

Tableau 3.11: Comparaison de deux simulations utilisant un modèle complet et un autre utilisant les symétries.

Modèle	Nombre d'éléments	Nombre de degrés de liberté	Temps de simulation (s)	Énergie (J)	Inductance (H)	Erreur (%)
3-D complet	663 633	4 211 460	54216	0.14942	16.297	0
3-D un quart	171 090	1 100 634	1866	0.14972	16.43	+0.82

Tableau 3.12: Comparaison de deux simulations utilisant pour une, des élements quadratiques, et un autre utilisant des éléments linéaires

Type d'éléments	Nombre d'éléments	Nombre de degrés de liberté	Temps de simulation (s)	Énergie (J)	Inductance (H)	Erreur (%)
Quadratique	171 090	1 100 634	1866	0.14972	16.297	0.82
Linéaire	171 090	204 615	96	0.149	16.35	+ 0.33

L'utilisation des symétries et des éléments linéaires apporte un gain très important en temps de calcul, et en consommation de ressources mémoire, tout en conservant une certaine précision pour le calcul de l'inductance par rapport au modèle de référence, avec des écarts inférieurs à 1%. À la vue des résultats obtenus lors des simulations précédentes, le modèle 3-D utilisant les symétries avec un noyau non-linéaire et des éléments linéaires semble à privilégier pour une première et rapide approximation, mais tout de même assez précise, des paramètres du transformateur ainsi que du champ magnétique appliqué aux rubans. En effet, les résultats de simulation montrent que la résolution du problème utilisant les symétries, et des éléments linéaire, est 20 fois plus rapide par rapport à son équivalent utilisant des éléments quadratiques. Si l'on se réfère à la simulation du transformateur complet avec des éléments quadratiques, l'utilisation du couple symétrie + éléments linéaires permet de résoudre le problème 500 fois plus rapidement. La piste d'utiliser un noyau linéaire ne devient donc plus véritablement intéressante étant donné la rapidité à laquelle nous somme capable de réaliser la simulation et, l'idée d'employer un circuit ferromagnétique linéaire a finalement été abandonnée.

Tableau 3.13: Valeurs des courants et des densités de courant pour chaque enroulement du transformateur pour les configurations 1 et 2.

Enroulement	Symbole	Courant (A_{max})	Densité de courant (A/mm^2)
Primaire	I_{pri}	23.6	1.69
Secondaire en cuivre	I_{sec}	70.7	3.79
Secondaire “supraconducteur”	I_{sec}	70.7	88.4

3.7.3 Évaluations de l’inductance de fuite et du champ magnétique appliqué aux rubans supraconducteurs

Comme nous l’avons vu dans la revue de littérature, le champ magnétique appliqué sur les rubans supraconducteurs doit être le plus faible possible. Le but premier de la modélisation du transformateur et de la simulation par éléments finis est de déterminer si le choix de configuration pour la construction du transformateur était effectivement le meilleur. En effet, tel que précisé en début de chapitre, certains choix ont été fais alors que les résultats de simulation n’était pas encore connus, et c’est ainsi que la configuration 2 (voir figure 3.7) a été choisie pour les raisons évoqués précédemment dans le document, où l’on supposait que le champ magnétique appliqué était inférieur avec cet arrangement des enroulements secondaires.

Afin de connaitre le champ magnétique appliqué aux rubans supraconducteurs, il est nécessaire d’évaluer le flux de fuite. Pour obtenir cette donnée tous les enroulements ont été alimentés avec la valeur maximale du courant circulant dans chaque enroulement multipliée par le nombre de tour, tel que décrit dans la partie qui traite de la technique d’homogénéisation. On a donc utilisé les valeurs résumées dans le tableau 3.13. Grâce à notre modèle et à la simulation par éléments finis, nous sommes également capable d’avoir une approximation de l’inductance de fuite du transformateur.

3.7.3.1 Inductance de fuite

En faisant circuler les courants nominaux dans chaque enroulement, on se rapproche de l’essai en court-circuit du transformateur, qui permet d’obtenir expérimentalement les valeurs de résistance des enroulements ainsi que l’inductance de fuite. Dans cette configuration, le flux dans le noyau est quasiment annulé comme en témoignent les résultats des tableaux 3.14 et 3.15, où l’on peut voir que l’énergie magnétique dans le circuit ferromagnétique est bien

inférieure à celle calculée dans les autres sous-domaines ($\approx 1\%$). Comme on connait l'énergie emmagasinée dans l'ensemble des sous-domaines, on peut alors déterminer l'inductance de fuite totale ramenée au primaire (L_{f_1}) ou au secondaire (L_{f_2}). On utilise les calculs suivants pour déterminer les différentes inductances de fuite ramenées au primaire ou au secondaire du transformateur :

$$L_{f_1} = \frac{2W_{tot}}{I_{pri}^2} \tag{3.38}$$

$$L_{f_2} = \frac{2W_{tot}}{I_{sec}^2} \tag{3.39}$$

De cette manière, on considère que l'énergie est fournie par un seul des enroulements, que ce soit le primaire ou le secondaire.

Comme on le voit dans les tableaux 3.14 et 3.15 la valeur de l'inductance de fuite est quasiment la même pour les deux configurations, et il est difficile de les départager sur ce point particulier, même si la configuration 2 semble présenter un trés léger avantage. Avec cette méthode, il n'est pas possible d'avoir la contribution de chaque enroulement du transformateur mais il est quasiment certain que la majorité de cette inductance de fuite provient du secondaire du transformateur à cause du volume important entre les bobines et le noyau, mais aussi du fait que les bobines primaires et secondaires ne sont pas concentriques.Comme on peut le constater dans les figures présentées dans l'annexe C, le champ magnétique correspondant aux fuite est bien situé dans le volume d'air et principalement entre les bobines. Comparée à l'énergie comprise dans le volume d'air entourant le transformateur (12.138 J), l'énergie contenue dans le noyau (0.06859 J) est négligeable avec moins de 1% de l'énergie totale.

Comme la construction du prototype de transformateur a été lancée en parallèle au déroulement des simulations, les mesures expérimentales viendront confirmer ces résultats. Le problème majeur de ce transformateur est l'inductance de fuite, qui est très élevée, avec une valeur proche de 50% en p.u. sur la base de la puissance nominale. Malgré que nous nous atttendions à avoir une inductance de fuite non-négligeable, cette dernière est bien au-delà d'une valeur raisonnable, ce qui aura un impact majeur sur le niveau de courant de court-circuit envisagé, et le courant limité possèdera une grosse composante inductive. De plus, la tension en charge s'écroulera également au fur et à mesure de l'augmentation du courant de charge, réduisant ainsi la puissance réelle du transformateur, avec une régulation de tension en charge très médiocre.

Tableau 3.14: Résultats obtenus par la méthode des éléments finis pour la détermination de l'inductance de fuite avec la configuration 1.

Paramètre	Symoble	Valeur	Unité
Énergie totale	W_{tot}	12.72	J
Énergie noyau	W_{Core}	0.15	J
Énergie autres sous-domaines	W_{SD}	12.57	J
Inductance de fuite ramenée au primaire	L_{f_1}	45.79	mH
Impédance de fuite ramenée au primaire	Z_{f_1}	17.26	Ω
Inductance de fuite ramenée au secondaire	L_{f_2}	5.09	mH
Inductance de fuite ramenée au secondaire	Z_{f_2}	1.92	Ω

Tableau 3.15: Résultats obtenus par la méthode des éléments finis pour la détermination de l'inductance de fuite avec la configuration 2.

Paramètre	Symoble	Valeur	Unité
Énergie totale	W_{tot}	12.41	J
Énergie noyau	W_{Core}	0.135	J
Énergie autres sous-domaines	W_{SD}	12.28	J
Inductance de fuite ramenée au primaire	L_{f_1}	44.67	mH
Impédance de fuite ramenée au primaire	Z_{f_1}	16.84	Ω
Inductance de fuite ramenée au secondaire	L_{f_2}	4.96	mH
Inductance de fuite ramenée au secondaire	Z_{f_2}	1.87	Ω

3.7.3.2 Champ magnétique appliqué sur les rubans

Afin de déterminer le champ magnétique appliqué sur les rubans, on peut se baser sur la même simulation que pour la détermination de l'inductance de fuite, car cette dernière a été calculée à l'aide des valeurs maximales des courants qui circulent dans les enroulements. On a ainsi une évaluation du flux de fuite maximal équivalent lors du fonctionnement nominal du transformateur et on peut approximer le champ magnétique maximal appliqué sur les rubans

Tableau 3.16: Résultats obtenus par la méthode des éléments finis pour l'évaluation du champ magnétique maximal appliqué sur les rubans pour les configurations 1 et 2.

Paramètre	Symoble	Configuration 1	Configuration 2
Norme induction axial max. (mT)	$B_{max_{//}}$	25	25.8
Norme induction radial max. (mT)	$B_{max_{\perp}}$	35.2	26.3
Norme induction max. (mT)	B_{max}	37.1	29.1

Tableau 3.17: Champs magnétiques appliqués sur les enroulements supraconducteurs de projets de transformateurs issus de la littérature.

Référence	Puissance (kVA)	Température Noyau	$B_{max_{\perp}}$ (mT)	$B_{max_{//}}$ (mT)	B_{max} (mT)
Chen et al [60]	22	ambiante	28.6	39.7	-
Zizek et al [40]	14	ambiante	23.9	35.5	-
wang et al [61]	9	77 K	18	23.9	-
wang et al [62]	26	77 K	-	-	24.7

de l'enroulement supraconducteur.

On s'intéressera particulièrement aux composantes radiale et axiale du champ magnétique de fuite. En ce qui concerne le champ axial, on determinera, à l'aide de Comsol, la norme de la composante maximale suivant l'axe de la bobine, donc selon $\vec{e_y}$, avec $Bmax_{//} = max \left\| \vec{B_y} \right\|$. En revanche, pour déterminer la composante maximale du champ magnétique radial, on doit observer selon les deux directions $\vec{e_x}$ et $\vec{e_z}$, car le champ radial est dépendant de ces deux directions. Afin de connaître cette valeur, quelle que soit la direction, on préférera regarder $B_{max_{\perp}} = max\sqrt{\vec{B_x}^2 + \vec{B_z}^2}$, qui donnera la norme de la valeur maximale du champ magnétique radial appliqué sur les rubans.

Les deux observations, sur les champs magnétiques axial et radial, ont été effectuées sur l'ensemble de la bobine supraconductrice. On retrouve les résultats issus de la simulation dans le tableau 3.16, qui récapitule les normes des valeurs maximales des composantes des champs magnétiques axiaux, radiaux et la valeur maximale de la norme des trois composantes du champ (selon $\vec{e_x}$,$\vec{e_y}$ et $\vec{e_z}$).

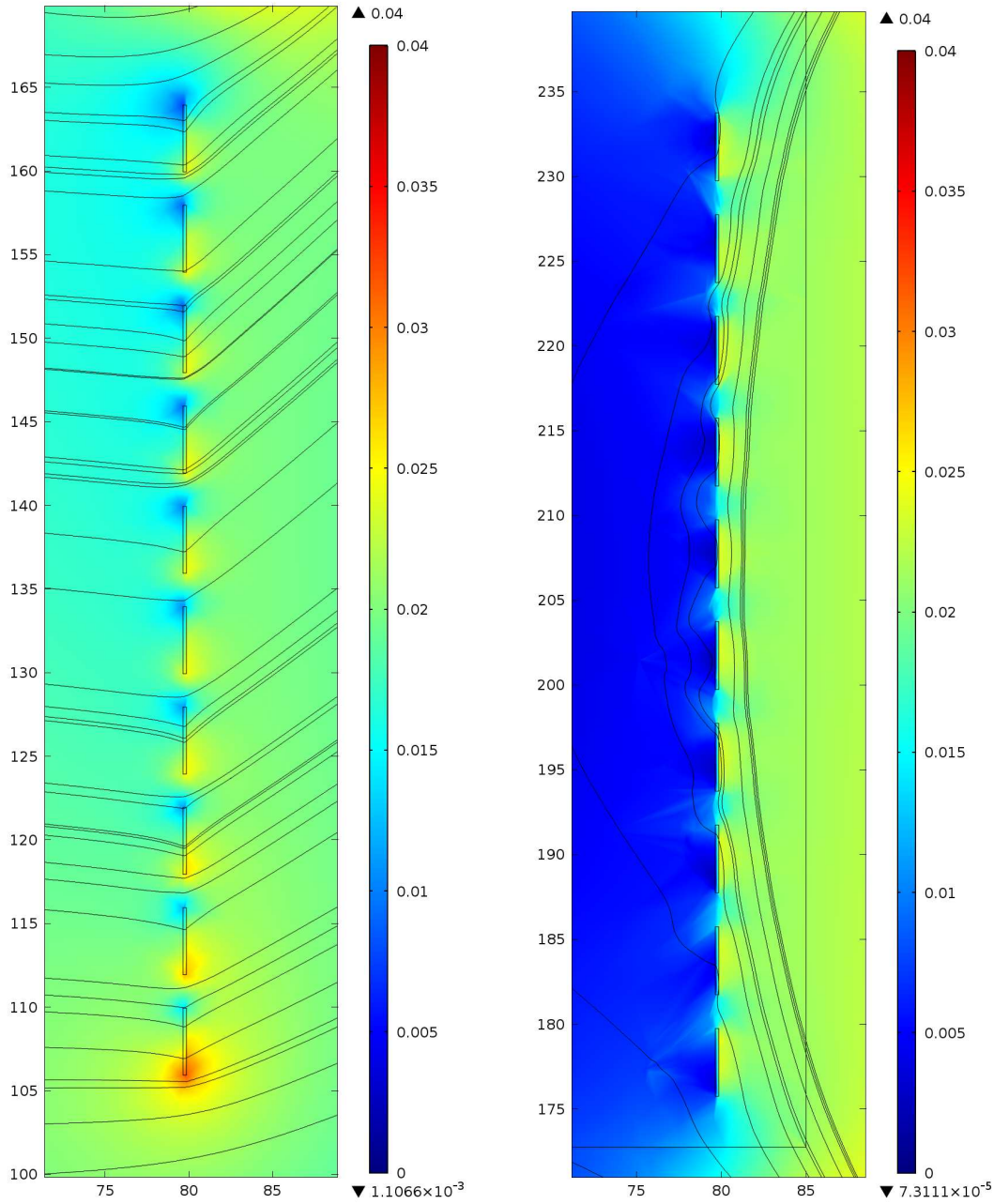
Afin de déterminer si ces résultats ont du sens et, comme nous ne disposons pas de moyens de mesurer les champs magnétiques à basse température, on s'appuie sur des articles qui permettent de penser que ces résultats sont assez réalistes. En effet, si l'on se réfère au tableau 3.17, on peut voir, pour des transformateurs de puissances proches de la puissance de notre prototype (10 kVA), que les champs magnétiques appliqués sur les rubans sont du même ordre de grandeur et vont de 23.9 à 39.7 mT pour la composante axiale et de 18 à 28.6 mT pour la composante radiale.

En ce qui concerne le flux axial, il n'y pas de différence significative entre les deux types d'arrangement (voir tableau 3.16), et on ne peut pas privilégier l'une des configurations par rapport à l'autre. En revanche, la configuration 2 utilisant trois enroulements assure, comme nous l'avions anticipé, une réduction de la valeur maximale de la composante radiale du champ magnétique appliqué (voir tableau 3.16). Elle est donc beaucoup plus intéressante que la configuration 1, comportant seulement deux enroulements. En effet, avec la configuration 2, la diminution du champ magnétique radial par rapport à la configuration 1 est, d'après les résultats obtenus par simulation, de l'ordre de 25%, passant de 35.2 à 26.3 mT. C'est une réduction d'autant plus importante que la composante radiale est celle qui a le plus d'impact sur la densité de courant critique des rubans supraconducteurs.

Une illustration de la distribution du champ magnétique autour des rubans supraconducteurs pour les deux configurations est présentée sur la figure 3.21. On peut y observer que la configuration 1 (à gauche) présente un champ magnétique beaucoup moins homogène que la configuration 2 (à droite) et on note une importante concentration du champ magnétique radial à l'extrémité basse de la bobine. En revanche, pour la seconde configuration, il n'y a pas de concentration de flux notable, et tous les rubans semblent être soumis, à peu de choses près, aux mêmes contraintes d'induction appliquée. C'est un aspect très important du design qui assure une densité de courant critique quasiment identique pour tous les rubans, ce qui est d'autant plus important pour les phases de limitation du courant de court-circuit. Cela permet d'éviter d'avoir des transitions locales, qui peuvent mener à la destruction de l'enroulement supraconducteur par fusion, due à la faible capacité thermique de ces rubans non stabilisés.

3.7.4 Évaluation du courant de magnétisation du transformateur

Le but de cette simulation est d'obtenir une évaluation de la valeur maximale du courant de magnétisation et de voir si on se rapproche des résultats théoriques calculés précédem-



(a) (b)

Figure 3.21: Distribution et tracé des lignes de champ magnétique autour des rubans supraconducteurs. (a) Configuration 1 avec deux bobines. (b) Configuration 2 avec trois bobines.

ment. Dans un premier temps, le courant de circulation maximal imposé dans la simulation pour les enroulements primaires est proche du courant de magnétisation obtenu théoriquement, soit 0.125 A. Une valeur de courant comprise entre les 0.1146 A issu du calcul utilisant l'analogie d'Hopkinson, et 0.1325 A calculé à l'aide des données disponible sur les tôles ferromagnétiques utilisées. Les résultats obtenus avec ce courant étaient proches de ceux attendus mais l'induction dans les différentes parties du noyau n'atteignaient pas tout à fait les valeurs espérées. En effet, l'induction dans la jambe centrale était de 1.44 T plutôt que les 1.5 T voulu, et l'induction des jambes latérales s'établissait à 0.73 T pour 0.75 T attendu. Ceci s'explique par les hypothèses posées lors du calcul analytique qui ne prennent pas en compte le flux de fuite de la bobine primaire qui, par définition, ne se reboucle pas dans la partie secondaire du transformateur.

Suite à ce constat, une étude paramétrique sur le courant a permis de déterminer que le courant de magnétisation maximal pour l'induction souhaitée aurait une valeur plus proche de 0.136 A où les valeurs de l'induction sont très proches de celles attendues avec respectivement 1.494 T et 0.748 T dans les jambes primaires et secondaires du transformateur. Avec ces valeurs, l'inductance de magnétisation déterminée à partir de la simulation par élément finis vaut 16.43 H alors que celle determiné théoriquement atteignait 17.65 H, toujours sous les mêmes hypothèses de négligence des fuites. Compte tenu du bon accord observé, on peut considérer la précision de notre méthode de calcul satisfaisante.

3.8 Évaluation du courant de court-circuit présumé au secondaire du transformateur par un circuit électrique équivalent

On modélise régulièrement le comportement du transformateur à l'aide d'un circuit électrique équivalent en utilisant des éléments passifs connectés au primaire et au secondaire d'un transformateur idéal ayant un rapport de transformation m considéré constant (voir figure 3.23). Cela permet de reproduire le comportement du transformateur de façon simple en modélisant les imperfections telles que les différentes pertes, les fuites, ...

Les paramètres et leurs correspondances sont les suivants :

- $Vpri$: la tension d'alimentation au primaire du transformateur,
- $Vsec$: la tension de sortie au secondaire du transformateur,
- $R1$: la résistance équivalente des bobines primaires,
- $R2$: la résistance équivalente des bobines secondaires,
- $Lf1$: l'inductance représentant les fuite du primaire,

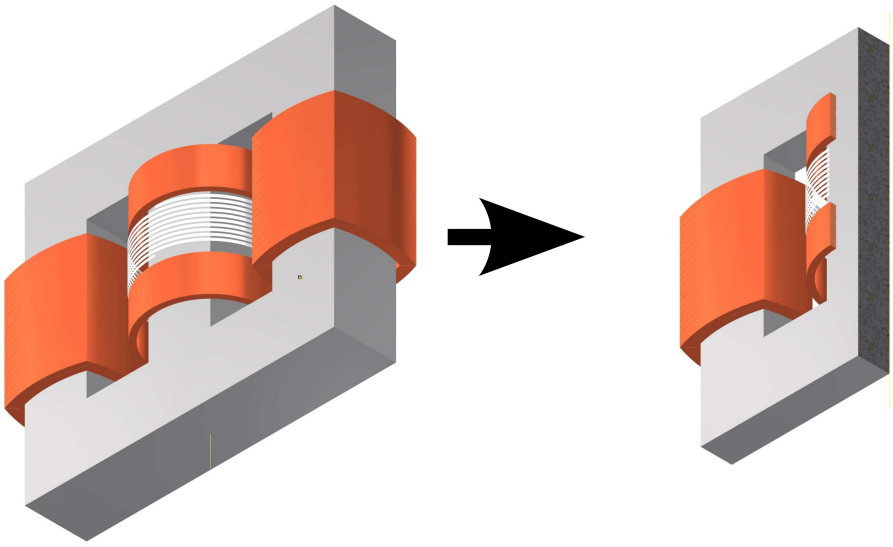


Figure 3.22: Allure de l'induction dans les sections du noyau pour un courant de magnétisation de 0.125 A.

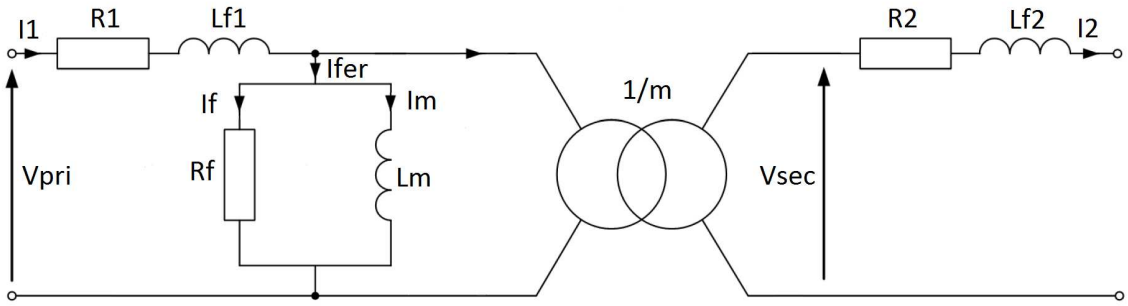


Figure 3.23: Modélisation du transformateur sous forme d'un circuit équivalent.

- $Lf2$: l'inductance représentant les fuite du secondaire,
- Rf : la résistance modélisant les pertes dans le fer,
- Lm : l'inductance de magnétisation.

Chacun de ces paramètres a été déterminé, soit de façon analytique, soit de manière numérique, en utilisant la méthode des éléments finis. Concernant le calcul de l'inductance de fuite, nous ne connaissons pas les contributions de chaque enroulement séparément, et cette dernière, malgré que la partie secondaire doive être en grande partie responsable de ces fuites, a été divisée de façon à avoir l'équivalent de 50% des fuite ramenées de chaque côté du transformateur. Les valeurs de tous les paramètres sont récapitulées dans le tableau 3.18. $Xf1$, $Xf2$ et Xm représentent respectivement les impédances de fuite du primaire, du secondaire et enfin celle de magnétisation, toutes calculées à une fréquence de 60 Hz.

Afin de déterminer le courant de court-circuit au secondaire du transformateur, on peut modifier le schéma équivalent de manière à ramener tous les composants du côté basse tension du modèle. On peut se permettre de négliger la branche de magnétisation et celle des pertes dans le fer étant donné les faibles courants qui circulent dans ces deux parties et le courant sera principalement limité par l'inductance de fuite et la résistance des enroulements. Le schéma deviendra alors celui présenté à la figure 3.24 avec,

$$L'2 = Lf2 + \frac{Lf1}{m^2} \tag{3.40}$$

soit,

$$X'2 = 2\pi f \left(Lf2 + \frac{Lf1}{m^2} \right) \tag{3.41}$$

et,

$$R'2 = R2 + \frac{R1}{m^2}. \tag{3.42}$$

On obtient les valeurs données dans le tableau 3.19

Si on réalise un court-circuit franc au secondaire du transformateur (voir figure 3.24, on peut déterminer les courants de court-circuit $Icc1$ et $Icc2$ à l'aide des formules suivantes :

$$I_{cc_2} = \frac{Vsec}{\sqrt{(R'2)^2 + (X'2)^2}} \tag{3.43}$$

Tableau 3.18: valeurs des différents paramètres du circuit électrique équivalent du transformateur.

Paramètre	Valeur	Unité
$Vpri$	600	V_{RMS}
$Vsec$	200	V_{RMS}
$R1$	595.2	mΩ
$R2$	6.95	mΩ
$Lf1$	22.3	mH
$Lf2$	2.48	mH
$Xf1$	8.42	Ω
$Xf2$	0.935	Ω
Rf	5538	Ω
Lm	16.4	H
Xm	6182.6	Ω

Tableau 3.19: valeurs des différents paramètres du circuit électrique équivalent du transformateur.

Paramètre	Valeur	Unité
$R'2$	73.1	mΩ
$L'2$	4.96	mH
$X'2$	1.87	Ω

$$I_{cc_1} = \frac{Icc2}{m}. \tag{3.44}$$

On obtient donc des courant de court circuit qui sont suceptibles d'atteindre, en valeur efficace, 106.9 A au secondaire et 35.6 A au primaire du transformateur. Cela nous donne un courant maximal crête de 151 A au secondaire, soit environ 1.5 fois le courant critique des rubans supraconducteurs. Cette valeur de courant de court-circuit et assez faible du fait de la présence d'une inductance de fuite conséquente qui "pénalise" le courant de court-circuit. Cette valeur d'inductance, issue des simulation, sera vérifiée en pratique afin de valider les simulations.

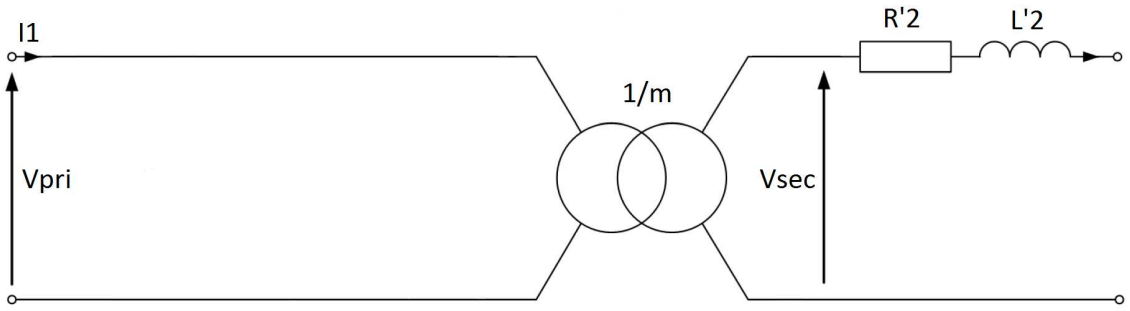


Figure 3.24: Modélisation du transformateur sous forme d'un circuit équivalent ramené au secondaire.

Un tel niveau de courant devrait tout de même permettre d'observer des phénomènes de limitation en présence du matériau supraconducteur. En effet, avec 1.5 fois le courant critique des rubans supraconducteurs, on peut espérer l'insertion d'une résistance de limitation R_{supra} d'environ 0.25 mΩ/cm de ruban soit, pour une longueur de 5.5 m, 0.14 Ω selon les essais menés par Sirois et al [59]. Cette valeur de résistance du matériau supraconducteur pourrait être plus importante du fait que les mesures de Sirois et al. sont effectuées avec des montages dits anti-inductif ce qui fait que la mesure ne prend pas en compte les effets du champ magnétique, qui diminue le courant critique et génère des pertes supplémentaires dans les rubans supraconducteurs. En effet,

$$I_{cc_{limit}} = \frac{Vsec}{\sqrt{(R'2 + Rsupra)^2 + (X'2)^2}}. \tag{3.45}$$

Le courant de court-circuit serait très peu voire pas limité dès le premier pic à une valeur identique de 106.9 A soit approximativement le courant présumé de défaut calculé précédemment. Si le défaut se prolonge pendant un temps t suffisant, nous devrions être capable d'observer les efffets thermiques avec une décroissance du courant due à l'augmentation de la résistance. Cet essai reste cependant délicat car il ne faut pas détruire le ruban supraconducteur.

3.9 Conclusion

La conception du transformateur n'est pas forcément évidente et elle nécessite en général plusieurs itérations et une certaine expérience avant de pouvoir atteindre précisement son but, et la capitalisation des acquis et de l'expérience est très importante. L'utilisation de matériau supraconducteur génère certaines contraintes supplémentaires, notamment au niveau du refroidissement, ce qui a pour effet d'augmenter le volume entre le noyau et les bobines mais aussi, dans notre cas, entre les bobines primaires et secondaires, car le refroidissement intégral du transformateur est difficilement envisageable économiquement parlant.

A ce sujet, malgré que nous nous attendions à avoir une impédance de transformateur élevée en raison de la configuration géométrique du noyau et des bobines secondaires, qui sont respectivement de forme carrée et cylindrique, mais aussi, et tout particulièrement, avec cet arrangement particulier des enroulements primaires et secondaires, l'inductance de fuite se révèle finalement très importante avec une valeur proche de 50% sur la base de la puissance nominale du transformateur.

Une solution qui pourrait être apportée pour limiter ce phénomène serait de découper les tôles du transformateur de manière à obtenir une géométrie cruciforme qui est beaucoup plus proche du cylindre et qui réduirait un peu l'inductance de fuite. On aurait pu également utiliser des enroulements primaires et secondaires concentriques autour de la jambe centrale dans le réservoir d'azote liquide. Cela aurait permis un meilleur couplage entre le primaire et le secondaire, mais également un courant de court-circuit beaucoup plus fort avec des résultats de limitation certainement plus intéressants.

Malgré la présence de cette inductance de fuite notable, le courant présumé de défaut atteint tout de même un courant supérieur au courant critique du matériau supraconducteur, et nous devrions être en mesure d'observer des effets de limitation grâce à la transition du matériau supraconducteur, avec un courant de court-circuit qui ne sera pas franchement réduit dès le premier pic, mais dont l'atténuation sera plus lente dû aux effets thermiques.

Il est important de noter que, même si la configuration 2 se révèle être plus avantageuse que la configuration 1, les champs magnétiques appliqués aux rubans sont présents et loin d'être négligeables. Ne connaissant pas la dépendance exacte en champ magnétique de la densité de courant, il serait intéressant pour une éventuelle évolution du transformateur de procéder à une telle caractérisation pour ajuster au mieux le courant circulant dans les rubans.

CHAPITRE 4

CONSTRUCTION DU TRANSFORMATEUR

4.1 Noyau ferromagnétique

L'assemblage du noyau ferromagnétique a été la première étape de la construction du transformateur. Le circuit est composé de 262 tôles de 0.35 mm en forme de E (voir figure 4.1) pour la partie principale, et en forme de I pour la culasse, qui viendra fermer le circuit magnétique (voir figure 4.3). Les tôles ont été empilées à la main, puis maintenues avec deux pièces d'acier en forme de L, et enfin, serrées à l'aide de vis et de rondelles freins, qui permettent d'empêcher tout desserrage des écrous par les vibrations (voir figure 4.2). Les tôles ont été alignées le mieux possible de manière à réduire l'intervalle d'air lors de la fermeture du circuit magnétique par la culasse. Cela permet de réduire le courant de magnétisation et, d'éviter l'apparition de "points chauds" dus à une forte induction locale. L'idéal aurait été de faire un enchevêtrement de tôles, qui permet quasiment d'annuler la présence d'un entrefer, mais cela aurait été difficilement démontable pour le changement de la bobine secondaire lors du passage cuivre vers supraconducteur.

Les deux jambes latérales ont été isolées avec du papier Kraft, qui assure l'isolation diélectrique, afin ne pas avoir de décharges partielles ou de court-circuit entre le noyau relié à la terre et les bobines primaires. Il n'y avait pas lieu d'isoler la jambe centrale car le réservoir cryogénique assure cette fonction. La partie en I qui vient refermer le circuit magnétique est pressée contre le E du noyau pour minimiser l'entrefer grâce à un système de tiges filetées et d'écrous qui reste facilement démontable.

4.2 Bobines primaires

Les deux bobines primaires ont été fabriquées à l'aide d'une bobineuse et d'un support en bois imitant la section des jambes du noyau. Elles sont donc très bien ajustée sur le circuit ferromagnétique. Comme il s'agit de bobines à spires jointives, du fil de cuivre AWG 8 émaillé a servi à faire les enroulements, ce qui permet de garantir une bonne isolation diélectrique inter-spires du moment qu'elles appartiennent à une même couche de la bobine. En revanche, du papier kraft a été utilisé entre les couches pour garantir la tenue diélectrique, car la tension entre deux couches est bien plus importante. La deuxième étape de la construction consiste à les tremper dans un bain de vernis isolant pour imbiber le papier et enfin de les passer au

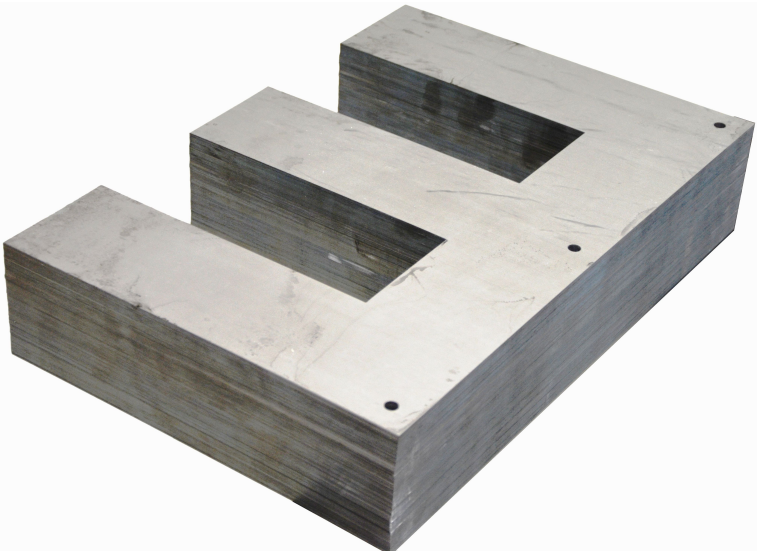


Figure 4.1: Empilage et alignement des tôles en E.

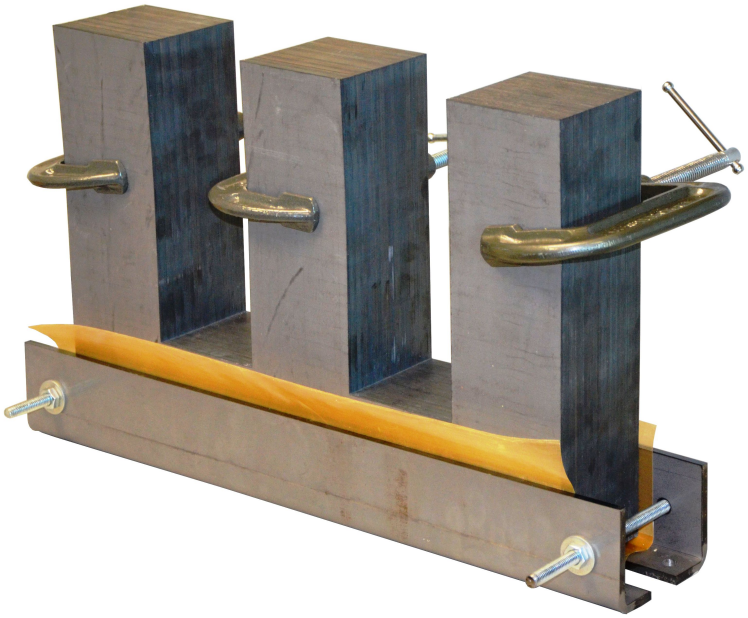


Figure 4.2: Assemblage final des tôles en E maintenues mécaniquement par deux pièces d'acier.



Figure 4.3: Assemblage final des tôles en I.

four pour faire sécher et durcir le vernis et, par la même occasion, rendre la bobine rigide et solide (voir figure 4.4).

4.3 Bobines secondaires

Le secondaire est divisé en trois bobines, deux faites de cuivre et une utilisant un ruban supraconducteur d'YBCO. Tous ces enroulements doivent être refroidis avec de l'azote liquide à une température de 77 K. Il est donc nécessaire d'avoir un récipient étanche, capable de contenir le fluide cryogénique, avec une isolation thermique correcte et une certaine résistance mécanique aux phénomènes de contraction/dilatation qui se développent lors des phases de refroidissement et de réchauffement.

4.3.1 Réservoir cryogénique

Le réservoir cryogénique a été conçu sur mesure à l'aide de mousse polyuréthane à haute densité qui a été injectée dans un moule en bois assemblé par collage (voir figure 4.5). La partie centrale de ce moule est amovible afin de dégager l'espace nécessaire pour y loger les bobines secondaires. Avoir la possibilité de retirer la partie centrale alors que cette dernière est prise dans la mousse représentait un assez grand défi, car les surfaces de contact sont grandes et la partie centrale est "pincée" un peu comme dans un étau. Pour faciliter cette étape, la partie amovible fut enduite avec une couche de paraffine, d'une épaisseur de 1 mm, avant l'injection de la mousse. Concernant les parois extérieures, plusieurs trous ont été per-



Figure 4.4: Bobines primaires.

cés sur toutes leurs surfaces. Cela permet une bonne expansion de la mousse sans exercer trop de pression sur les différentes parois, qu'elles soient internes ou externes.

Une fois la mousse séchée et durcie, un passage dans un four à faible température (120 °C) a permis de liquéfier la paraffine, permettant ainsi d'avoir le jeu nécessaire, mais surtout, un certain pouvoir lubrifiant pour retirer la partie centrale avec plus de facilité. Une photographie du réservoir cryogénique est présentée à la figure 4.6. On peut y voir que le réservoir a subi quelques dommages lors de la phase de chauffage du moule, ce qui est certainement dû à une dilatation de la mousse qui a poussé sur les parois extérieures. L'étanchéité de ces deux zones déchirées a tout de même été assurée grâce à un resserrage des parois, en ayant au préalable inséré de la graisse à vide qui agit, si elle est portée à très basse température, comme de la colle. On a ainsi pu garder un réservoir étanche malgré ces deux défauts.

4.3.2 Bobine cuivre

Les deux parties en cuivre du secondaire n'ont pas été fabriquée selon le même principe que les bobines primaires. Le même fil de cuivre émaillé que pour le primaire a été enroulé à la main sur des supports en bois fabriqués sur mesure pour pouvoir entrer dans le vase cryogénique. Une feuille de papier kraft est placée entre chaque couche pour assurer l'isolation diélectrique. L'isolation entre deux spires d'une même couche est assurée par le vernis du fil. Finalement, une couche de ruban adhésif maintient l'ensemble du bobinage en place (voir figure 4.7).

De l'érable, un bois très dur, a été choisi comme matériau pour le support, car il se comporte bien dans l'azote liquide et présente une faible contraction lors de la mise en froid. Certains matériaux composites, comme la fibre de verre (G10 ou G11), auraient été préférables car ils présentent une contraction très similaire à celle de l'hastelloy, qui est le substrat de notre ruban. En effet, d'après les données de Ekin, on a [51], $\Delta L/L = 0.213\%$ pour la fibre de verre à 77 K et 0.204% pour l'hastelloy, mais ce matériau n'était pas disponible au laboratoire et n'a donc pas été utilisé.

Les "entrées" et "sorties" des bobines se font vers le centre des supports par l'intermédiaire de "canaux" usinés dans tous les supports de bobines qui, une fois empilés, forment une sorte de guide fil que l'on peut apercevoir sur la figure 4.8.

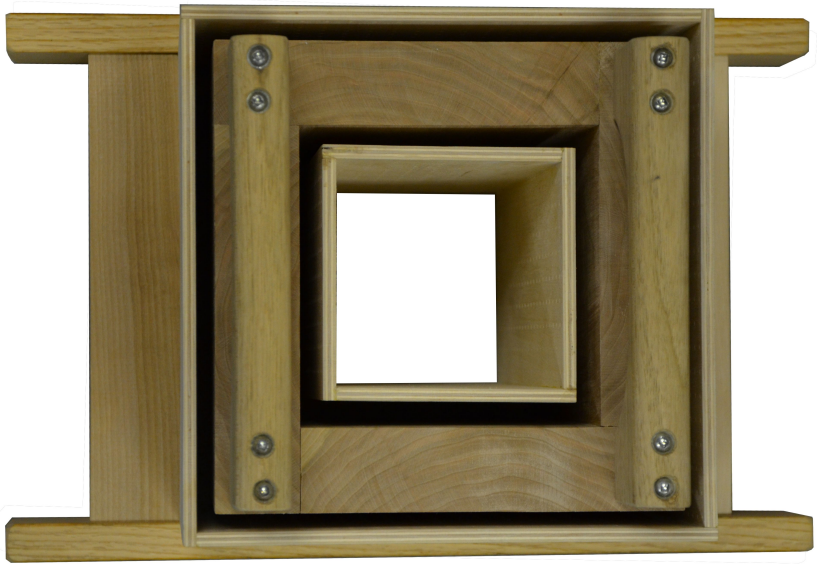


Figure 4.5: Moule en bois préparé pour l'injection de mousse polyuréthane.

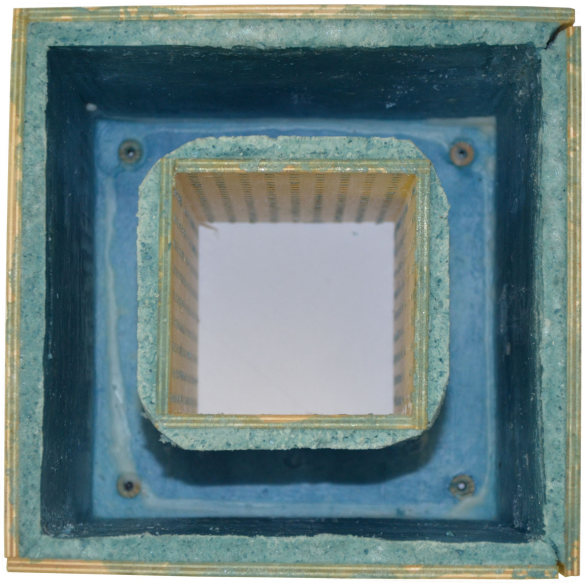


Figure 4.6: Réservoir cryogénique après "démoulage".

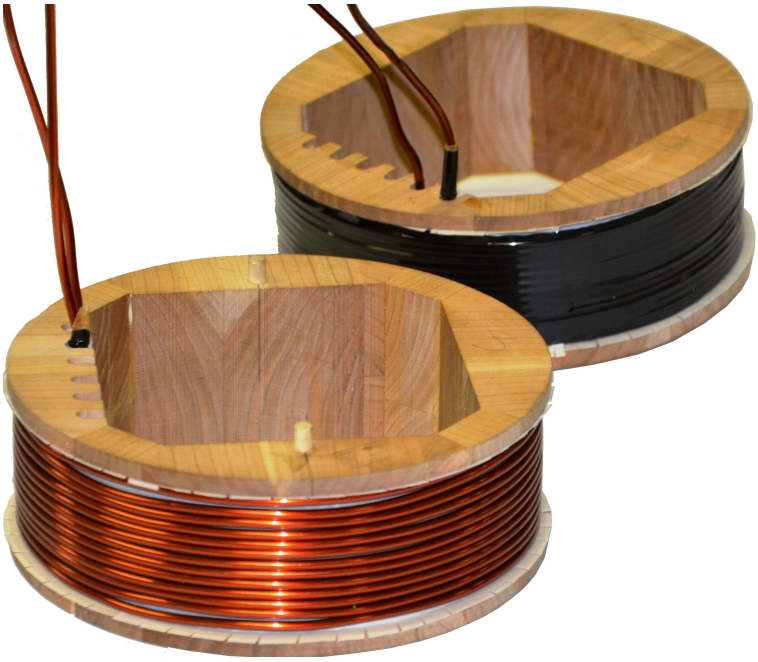


Figure 4.7: Bobine secondaire en cuivre.

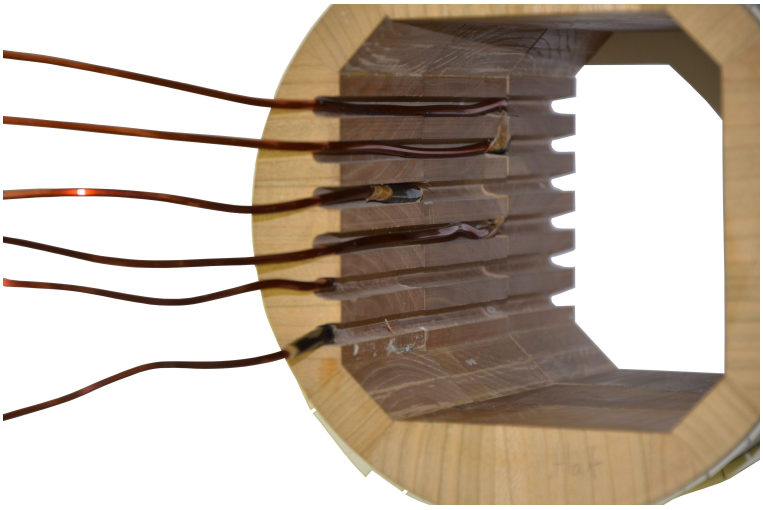


Figure 4.8: “Canaux” de guidage pour les fils des différentes bobines secondaires.

4.3.3 Bobine supraconductrices

4.3.3.1 Bobine équivalente en cuivre

Dans un premier temps, pour la caractérisation du transformateur, la bobine supraconductrice sera remplacée par un enroulement classique en cuivre imitant au mieux sa géométrie (voir figure 4.9). Nous avons donc repris le principe des bobines en cuivre avec un support en bois, mais cette dernière ne comportant qu'une seule couche, elle ne nécessite donc pas de papier Kraft. En revanche, des morceaux de carton d'épaisseur identique ont été ajoutés pour séparer chaque tour pour avoir une distance constante entre chaque spire. Cela permet de s'approcher le plus possible de la géométrie de la bobine supraconductrice.

4.3.3.2 Bobine supraconductrice

4.3.3.2.1 Support

La bobine supraconductrice utilise, une fois de plus, un support en bois. Ce dernier a été usiné de manière à avoir des rainures hélicoïdales qui serviront à loger le ruban supraconducteur, comme on peut le voir sur la figure 4.10. Une fois le ruban enroulé autour de son support, il a été recouvert d'une fine couche de téflon pour le maintenir en place et le protéger (voir figure 4.11).

4.3.3.2.2 Amenées de courant

Il est nécessaire de transporter le courant depuis les bornes extérieures du transformateur, à température ambiante, jusqu'à chaque extrémité du ruban supraconducteur dans l'azote liquide, à une température de 77 K. C'est une des difficultés majeures pour l'utilisation des dispositifs supraconducteurs. En effet, le ruban supraconducteur seul ne peut assurer cette fonction, car, à la température de la pièce, la supraconductivité n'existe plus. De plus, mécaniquement, on ne peut pas plier le ruban pour assurer la sortie de la bobine sous peine de fortement réduire le courant critique ou prendre le risque d'endommager la couche d'YBCO. Dans notre cas, le courant sera transmis à la bobine supraconductrice par l'intermédiaire de deux amenées de courant en cuivre qui seront soudées sur les rubans supraconducteurs.

Les matériaux supraconducteurs sont très sensibles à la température et, selon la documentation technique, la température ne doit pas excéder 250 °C [63]. Avec cette contrainte majeure, l'utilisation classique d'étain est à proscrire. Effectivement, avec une température de soudure se situant entre 350 et 400 °C, la destruction du ruban supraconducteur est quasiment certaine. On va donc utiliser une soudure basse température, constituée d'un alliage

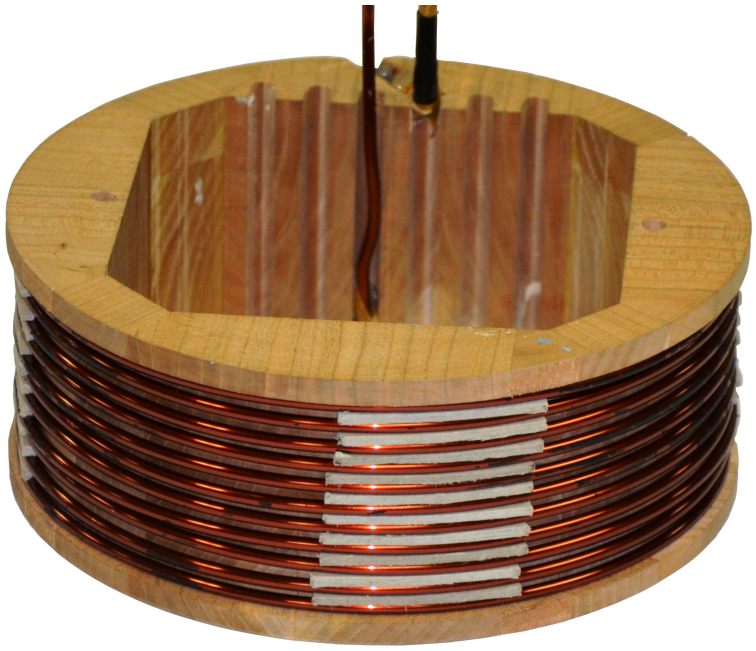


Figure 4.9: Bobine de cuivre imitant la bobine secondaire supraconductrice.

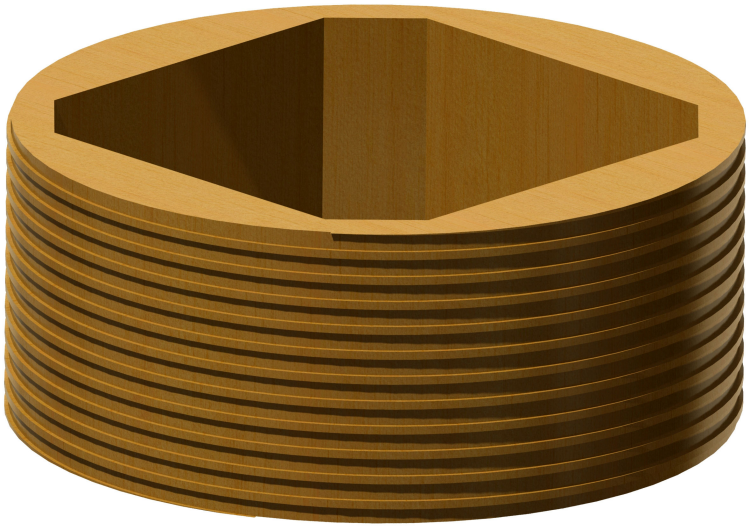


Figure 4.10: Illustration du support en bois de la bobine supraconductrice.

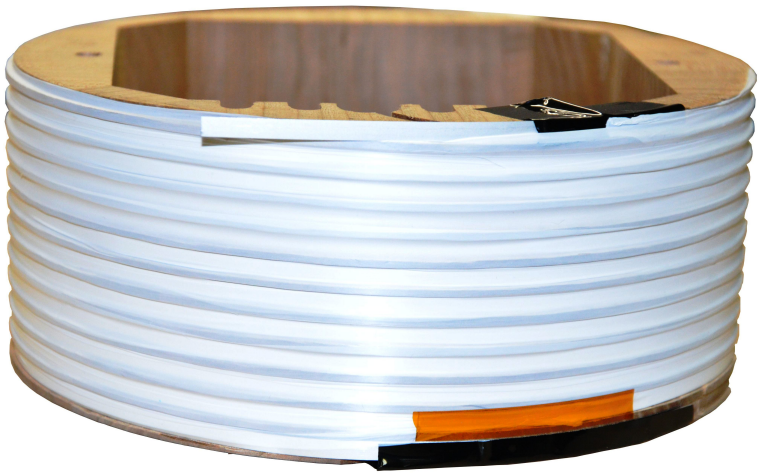
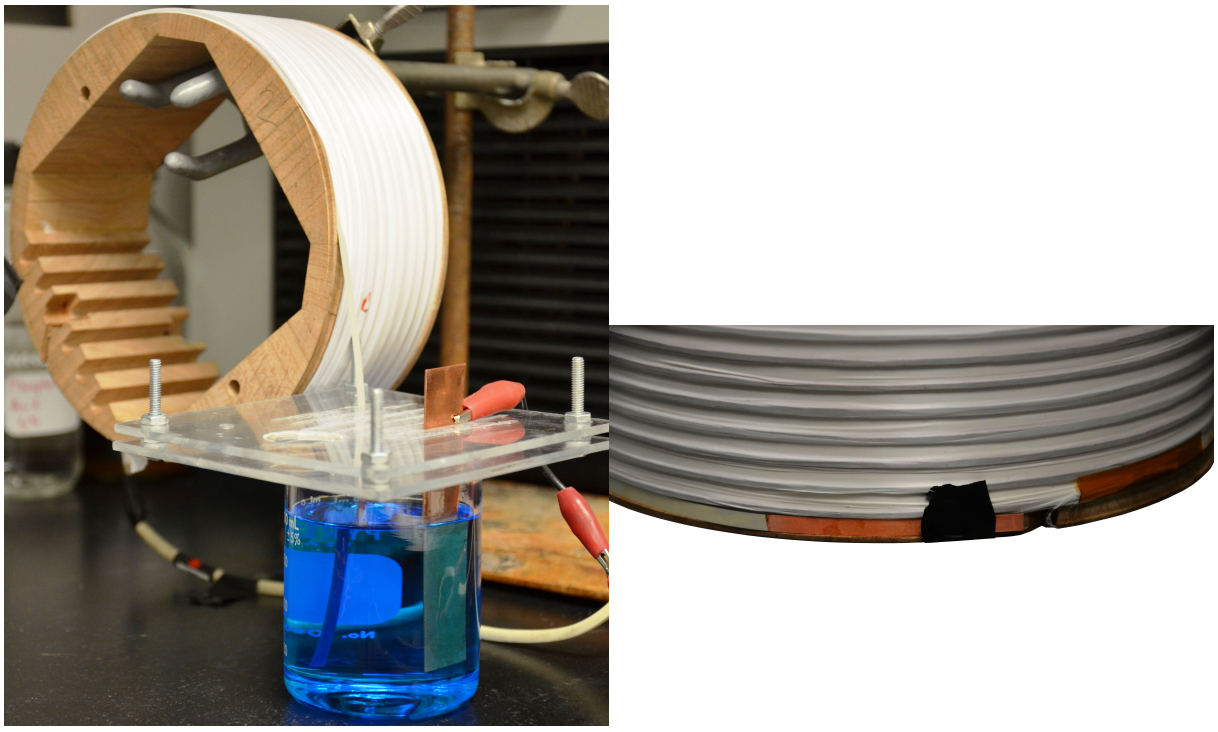


Figure 4.11: Ruban supraconducteur enroulé sur son support puis recouvert d'une couche de téflon pour le protéger.

à base de bismuth, d'étain et d'indium, dont le point de fusion est d'environ 90 °C. Grâce à un fer à souder réglable, la soudure a été faite à une température de 110 °C. Cela permet d'avoir plus de fluidité sans prendre trop de risque vis-à-vis du matériau supraconducteur. Pour plus de confort et pour une meilleure diffusion de la soudure, du flux de soudure a été appliqué sur les différentes pièces à souder.

Selon des expériences réalisées au laboratoire par Christian Lacroix, associé de recherche au département de génie électrique, le flux de soudure, qui comporte de l'acide attaque la partie supraconductrice du ruban dans la zone où ce dernier a été coupé. Afin de protéger le ruban lors de la soudure, nous avons décidé de déposer une fine couche de cuivre sur le ruban en utilisant une méthode d'électro-déposition. Cela consiste à tremper le ruban dans un bain contenant une solution de sel métallique, ici du sulfate de cuivre, dissout dans de l'eau et de l'acide sulfurique en très faible concentration. Le ruban est ensuite connecté au pôle négatif d'une source de courant continu tandis qu'une électrode en cuivre est reliée au pôle positif. Avec le passage du courant électrique, les ions métalliques Cu^{++} se fixent sur la couche d'argent du ruban et forment ainsi un dépôt de cuivre dont l'épaisseur varie en fonction de la durée de l'électro-déposition. Ici, on souhaite déposer environ 30 à 40 μm, ce qui se fait en une heure environ (voir figure 4.12). L'ajout du dépôt de cuivre permet également de renforcer mécaniquement le ruban supraconducteurs en ajoutant une couche de protection supplémentaire. En effet, seulement 2 μm d'argent protège la couche d'YBCO en temps normal, cette couche pourrait facilement être dégradée lors de la phase de soudure.



(a) (b)

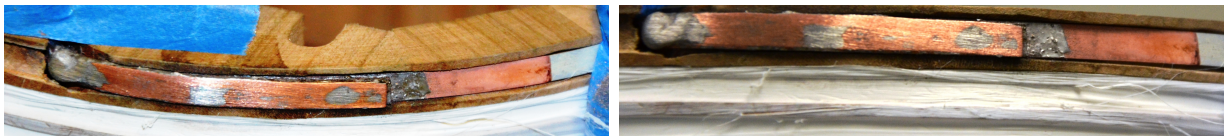
Figure 4.12: (a) Bobine supraconductrice pendant la phase d'électrodéposition de cuivre. (b) Bobine supraconductrice après réalisation de l'électrodéposition de cuivre.

Afin de raccorder la bobine supraconductrice avec les enroulements de cuivre, il a été nécessaire de fabriquer sur-mesure deux pièces de cuivre, de section suffisante pour limiter la production de chaleur, donc avec une faible résistance. Cela diminue le risque de transmission de chaleur au ruban supraconducteur. Cette "grande" surface permet, par la même occasion, d'évacuer une partie de ce flux de chaleur dans l'azote, et donc d'augmenter le refroidissement de cette partie grâce à une surface d'échange relativement importante. Ces deux parties en cuivre permettent de transmettre le courant à la bobine supraconductrice en étant soudées sur les extrémités du ruban supraconducteur à l'aide du matériau de soudure basse température (alliage de bismuth, d'étain et d'indium). Une grande attention a été portée au fait que le ruban supraconducteur ne devait pas être trop tendu, de manière à ce que la contraction thermique puisse se faire sans exercer d'efforts mécaniques démesurés sur ce dernier. La résistance d'interface doit être la plus faible possible pour diminuer les apports de chaleur locaux. On a donc soudé sur une longueur d'environ 5 cm pour augmenter la surface de contact (voir figure 4.14).

Grâce à ces deux connexions en cuivre et par le biais d'un usinage réalisé dans le support de bobine, on peut rejoindre les "canaux" de passage des conducteurs (voir figure 4.13). Deux conducteurs en cuivre AWG #8 qui rejoignent les bornes extérieures à températures ambiante sont ensuite soudés dans les amenées de courant. La bobine supraconductrice est maintenant complète et peut venir remplacer son imitation en cuivre lors des essais de limitation du courant, car l'ensemble de la bobine secondaire est constituée de 3 sections distinctes et démontables. On peut voir une photographie de la bobine supraconductrice sur la figure 4.11 et de l'ensemble du montage sur la figure 4.15. Cet assemblage se glisse dans le réservoir cryogénique, comme on le voit sur la figure 4.16.



Figure 4.13: Passage de l'amenée de courant en cuivre dans le support de bobine.



(a) (b)

Figure 4.14: Soudure de l'amenée de courant en cuivre sur le ruban supraconducteur.



Figure 4.15: Vues des 3 bobines secondaires empilées et emboitées.

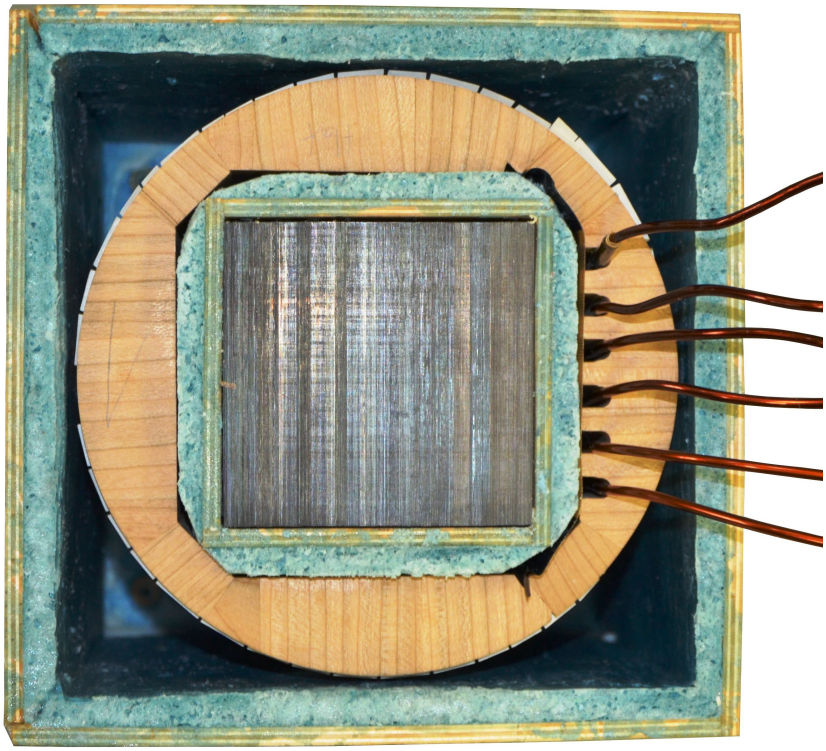
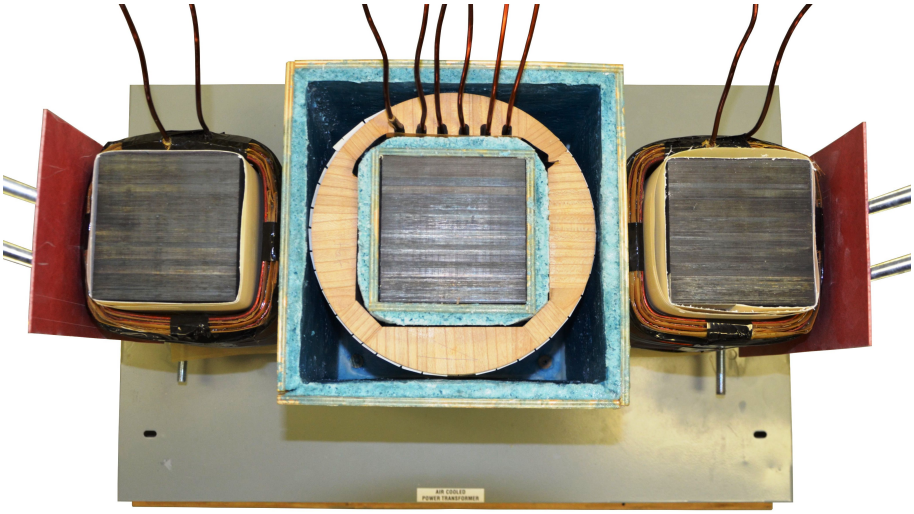


Figure 4.16: Assemblage des 3 bobines secondaires montées dans le réservoir d'azote liquide.

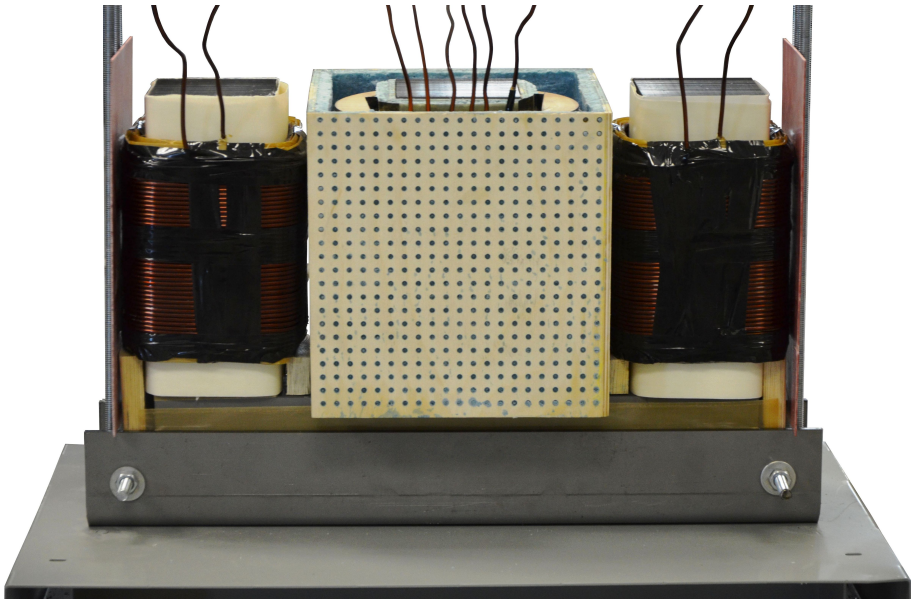
4.4 Culasse

Une fois les bobines primaires, le réservoir cryogénique et les bobines secondaires montés sur la partie en E du circuit ferromagnétique (voir figure 4.17), ce dernier est prêt à être refermé. En plus de l'alignement des tôles de la culasse à la main, qui permet de réduire l'entrefer au minimum lors de la fermeture du circuit magnétique E-I, une pression est exercée sur la culasse à l'aide d'un système vis/écrou visible sur la figure 4.18, permettant de minimiser l'impact de l'entrefer sur la puissance nécessaire à la magnétisation du transformateur.

Chacune des 2 bobines primaires et des 3 bobines secondaires doit disposer de ses propres bornes vissées sur un support en plastique fixé sur la culasse du transformateur (voir figure 4.19). Pour ne pas prendre de risque au niveau diélectrique, malgré les niveaux de tension assez faibles en jeu et notamment avec la présence du réservoir cryogénique et le risque élevé de formation de condensation et/ou de glace, un morceau de papier kraft a été placé entre les bornes pour éviter tout risque de claquage et/ou de contournement. La taille des bornes peut sembler énorme et inadaptée, c'est le cas, mais elles étaient toutes disponibles au laboratoire et cela ne les empêche pas de transporter un courant plus faible que celui pour lesquelles elles ont été conçues.



(a)



(b)

Figure 4.17: Assemblage avant pose de la culasse du circuit ferromagnétique en E avec les bobines primaires autour des jambes latérales et les bobines secondaires à l'intérieur du réservoir cryogénique autour de la jambe centrale.

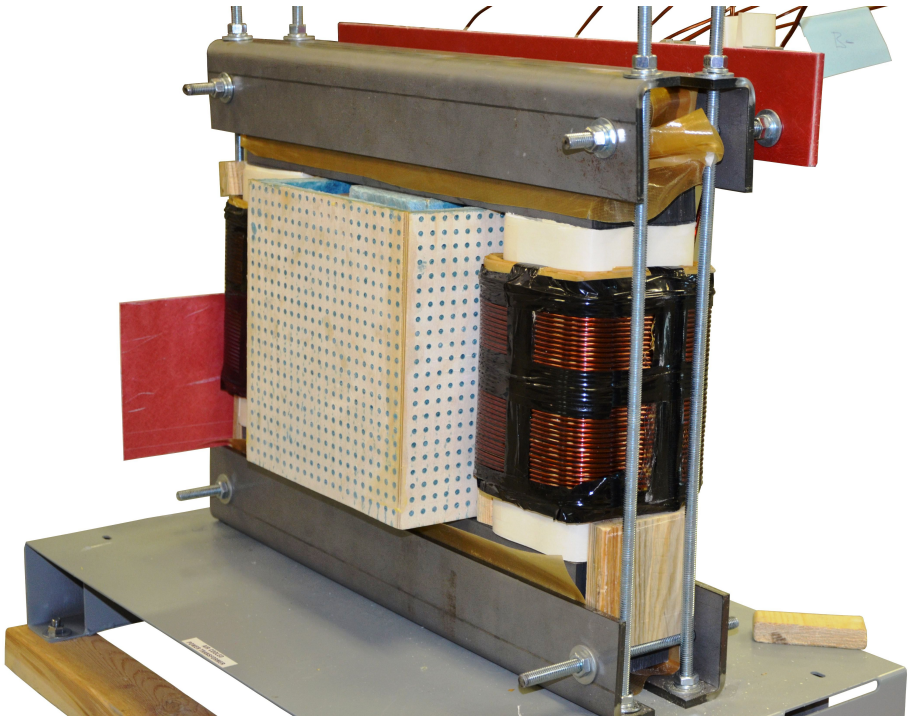


Figure 4.18: Fermeture du circuit magnétique en E avec la culasse en I.

Afin de respecter les tensions et courants nominaux, il faut veiller à ce que les bobines primaires soient connectées en série, de manière à concentrer le flux dans la jambe centrale. Les bobines secondaires, quant à elles, sont également connectées en série pour que les forces électro-motrices s'additionnent, dans le but d'obtenir un niveau de tension plus élevé au secondaire, et pour qu'elles soient toutes parcourues par le même courant.

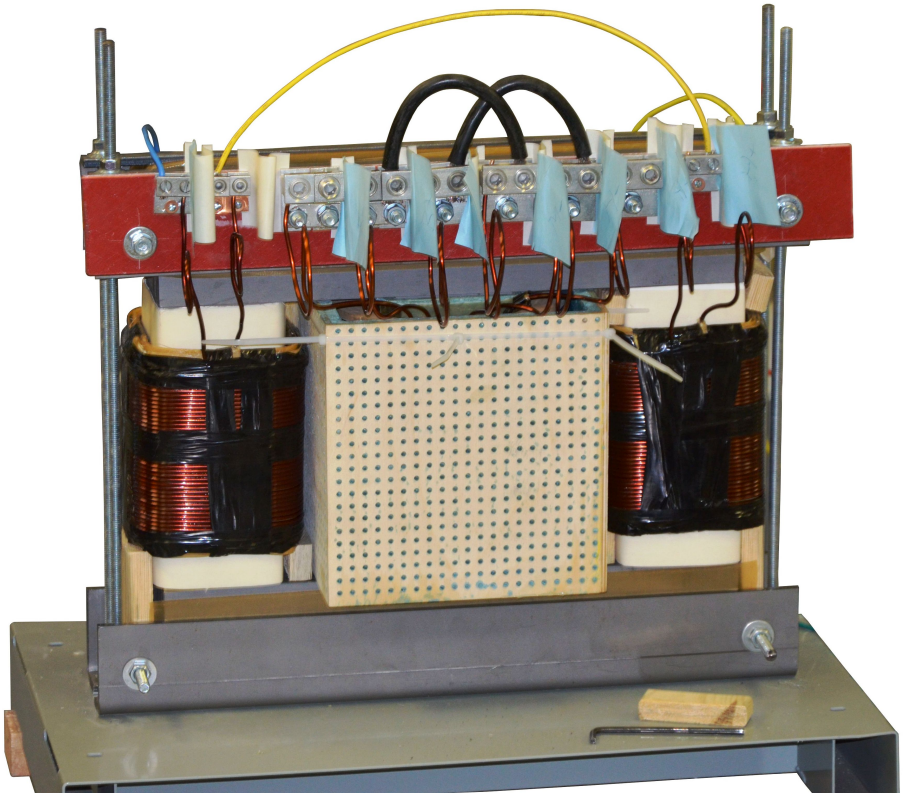


Figure 4.19: Montage complet du transformateur avec son bornier câblé.

CHAPITRE 5

ESSAIS EN LABORATOIRE

Il est possible de déterminer expérimentalement les valeurs des composants passifs du modèle circuit du transformateur par l'intermédiaire d'essais (voir figure 5.1). Cette détermination est faite à partir de mesures lors d'essais à puissance réduite qui sont décrits ci-dessous. Lors de ces essais de caractérisation, la bobines supraconductrice a été remplacée par son équivalent en cuivre.

5.1 Essai à vide

L'essai à vide consiste, comme son nom l'indique, à alimenter le transformateur avec la tension nominale au primaire (600 V_{RMS}), mais sans aucune charge connectée au secondaire. Cet essai permet d'obtenir la valeur et la forme d'onde du courant de magnétisation, les pertes dans le circuit magnétique et la puissance de magnétisation. On peut en déduire la résistance équivalente des pertes fer et l'inductance de magnétisation.

5.1.1 Résultats des mesures expérimentales

Les résultats expérimentaux sont résumés dans le tableau 5.1. Le rapport de transformation, avec une valeur de 2.844, est un peu plus faible que le rapport de 3 initialement prévu. Le nombre de tours des bobines primaires est peut-être légèrement différent que celui initialement prévu. Nous n'étions pas en mesure de compter le nombre de spires des bobines car

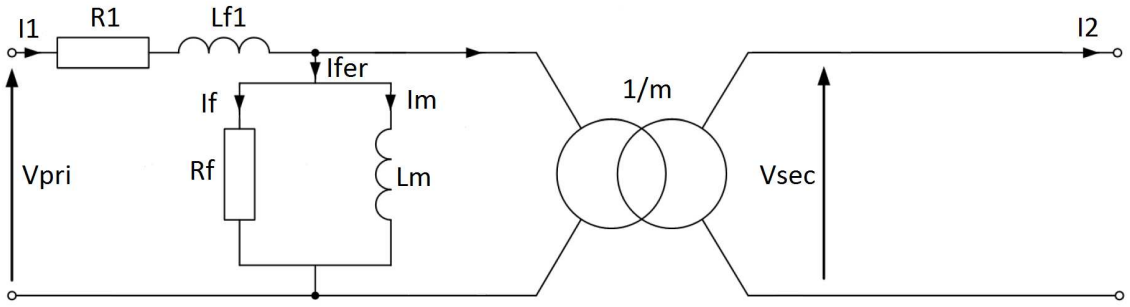


Figure 5.1: Modélisation du transformateur sous forme d'un circuit équivalent.

elles ont été faites à l'extérieur. Nous reviendrons plus en détails sur les autres paramètres par la suite.

5.1.2 Courant et inductance de magnétisation

L'allure du courant de magnétisation peut être observée à la figure 5.2. On constate que le courant de magnétisation n'est pas parfaitement sinusoïdal. La non-linéarité du courant est due au fait que l'on travaille dans le "coude" de la courbe $B(H)$ (ou $\phi(I)$), donc proche de la saturation, et que le flux magnétique est imposé par la tension d'alimentation. Ce phénomène est illustré sur la figure 5.3. Une analyse harmoniques du signal du courant (voir figure 5.2) montre la présence d'harmoniques de rang 3, 5 et 7 dans des proportions très raisonnables. On aurait certainement pu travailler à une induction légérement plus élevé en tolérant des déformations du courant de magnétisation plus importante.

Si on compare avec la valeur maximale calculée analytiquement (ou obtenue par simulation), la valeur mesurée expérimentalement est près de 10 fois plus grande. On peut expliquer cela par la présence d'un entrefer entre la culasse (I) et le circuit magnétique (E). En effet, dans le modèle numérique pour la simulation par éléments finis comme dans le modèle analytique, le circuit était considéré comme parfaitement continu. Magnétiser la partie d'air demande beaucoup plus d'Ampére-tours que pour le fer, et le courant est alors plus élevé.

Si on reprend le calcul avec l'analogie d'Hopkinson, on viendrait ajouter aux valeurs des réluctances $\Re_1$ et $\Re_2$ une nouvelle valeur de réluctance correspondant à l'entrefer. Le calcul inverse, c'est à dire en partant de la valeur du courant de magnétisation pour en déduire la longueur de l'entrefer nous donne une épaisseur moyenne de 104 μm. Il est tout à fait envisageable d'obtenir un tel entrefer lors de l'alignement manuel des tôles du circuit magnétique. Avec l'insertion de cet entrefer dans le modèle, l'inductance de magnétisation devient 2.88 H, et la puissance de magnétisation devient 334 vars, des valeurs qui sont plus proches des résultats expérimentaux.

On peut faire l'hypothèse que toute la puissance réactive fournie par le réseau correspond, lors de l'essai à vide, à l'énergie nécessaire à la magnétisation. On peut en déduire la valeur de l'inductance de magnétisation avec :

$$L_\mu = \frac{Q_{vide}}{\omega I^2} = 2,08\ H. \tag{5.1}$$

Tableau 5.1: Résultats des mesures expérimentales de l'essai à vide du transformateur.

Paramètre	Symbole	Valeur mesurée	Valeur calculée	Unité
Tension Primaire	V_{pri}	602.7	600	V_{RMS}
Tension Secondaire	V_{sec}	211.9	200	V_{RMS}
Rapport de transformation	m	2.844	3	-
Courant primaire	I_{pri}	0.787	0.15	A_{RMS}
Puissance active	P	96.8	78	W
Puissance réactive	Q	476.4	-	VAR
Puissance apparente	S	485.5	-	VA
Facteur de puissance	$\cos\varphi$	0.193	-	-

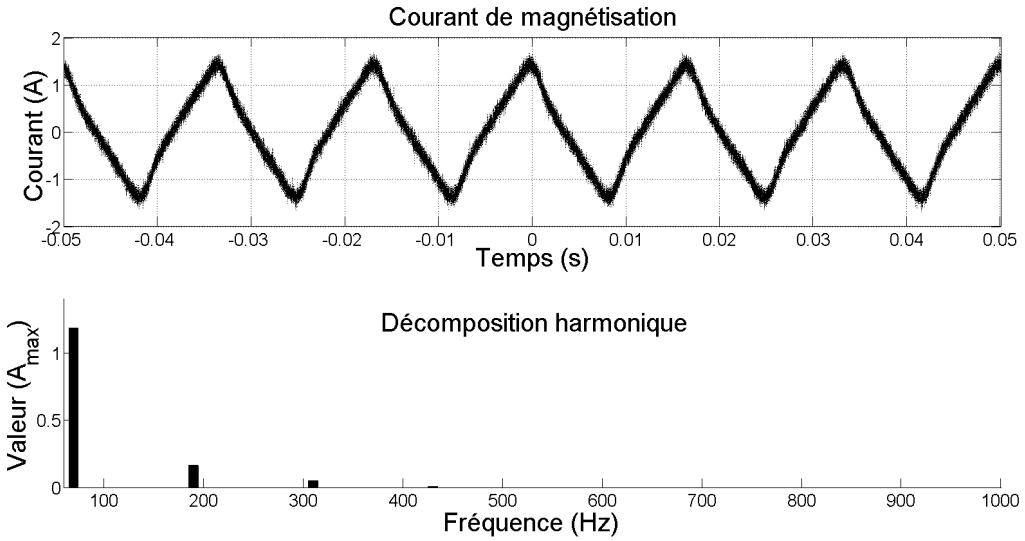


Figure 5.2: Allure du courant de magnétisation et de son spectre harmonique.

Comme l'inductance de magnétisation peut être évaluée analytiquement avec :

$$L_\mu = \frac{\mu_0 \mu_r N^2 S}{l}, \tag{5.2}$$

L'écart avec le calcul analytique pourrait être réduit en prenant en compte le coefficient de foisonnement qui est inférieur à 1. En effet, la présence d'une fine couche isolante entre chaque tôle réduit la section effective (S) du circuit magnétique, qui est donc inférieure à la section physique. Cela a pour effet d'augmenter l'induction. On a, dans ce cas, une diminution

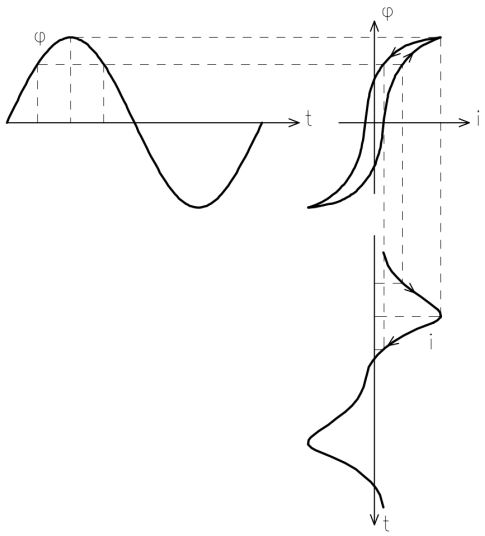


Figure 5.3: Illustration de la déformation du courant lorsque le flux est imposé sinusoïdal et que l'on travaille proche de la saturation [33].

de la perméabilité relative μ_r du fait d'une induction plus importante dans le fer. Ainsi, on se rapprocherait certainement de la valeur mesurée, cependant, on ne connait pas la valeur du coefficient de foisonnement.

5.1.3 Pertes dans le fer

La puissance active fournie par le réseau correspond aux pertes dans les deux bobines primaires et celle du circuit magnétique du transformateur. Le courant à vide étant faible, on fait l'hypothèse que les pertes dans les bobines en cuivre sont quasiment négligeables (0.31 W). Les pertes dans le fer valent alors 96.8 W, ce qui corespond à une valeur de 3753 Ω pour la résistance équivalente.

Avec 96.8 W, les pertes mesurées sont légèrement plus importantes que celles données par le manufacturier (78 W). Plusieurs hypothèses peuvent justifier cette augmentation des pertes. Les pertes supplémentaires peuvent avoir pour origine l'augmentation de l'induction dans le circuit magnétique (coefficient de foisonnement inférieur à 1). En effet, les pertes dans le fer par courant de Foucault sont proportionnelles au carré de l'induction B, tandis que les pertes par hystérésis augmentent également en fonction de B^n, avec n étant l'exposant de Steinmetz, souvent pris entre 1.6 et 2. La différence pourrait également provenir de la jonction entre le "E" et le "I" du circuit magnétique où l'entrefer n'est pas constant. Aux endroits où l'entrefer est faible, on a une induction plus élevée et cette concentration génère plus de pertes localement. On peut également parler de points chauds dans le circuit ferromagnétique mais

cela doit avoir un impact beaucoup plus faible que la raison citée précédemment car les effets sont vraiment très locaux.

5.2 Essai en court-circuit

L'essai en court-circuit consiste, comme son nom l'indique, à alimenter le transformateur avec les enroulements secondaires court-circuités. Afin que les courants qui circulent dans les enroulements primaires et secondaires ne soient pas trop élevés (au plus le courant nominal), cet essai se fait à tension réduite. On peut déterminer, à l'aide des résultats expérimentaux, les éléments manquants du circuit électrique équivalent, tel que l'inductance de fuite L_f totale ramenée au primaire ainsi que, la résistance des enroulements ramenée au primaire.

5.2.1 Résultats des mesures expérimentales

Les résultats expérimentaux sont résumés dans le tableau 5.2. Dans notre cas, la tension nécessaire pour obtenir les courants nominaux dans les enroulements est très importante par rapport à celle qui est appliquée habituellement. Cela confirme la présence d'une forte inductance de fuite, et cela vient appuyer les résultats de simulation qui prédisait une valeur de 44.6 mH si les fuites sont totalisées au primaire.

5.2.2 Origines des pertes

Avec un tel niveau de tension, on ne peut plus négliger la puissance de magnétisation ainsi que les pertes dans le circuit ferromagnétique. Pour avoir une idée des pertes dans le circuit magnétique, on peut faire l'hypothèse que les pertes par hystérésis et par courant induit sont proportionnelles au carré de l'induction, donc au carré de la tension d'alimentation. Ainsi, on a :

$$P_{fer_{cc}} = \left(\frac{V_{cc}}{V_{nom}}\right)^2 P_{fer_{nom}} = 34\ W. \tag{5.3}$$

En retranchant cette valeur à la puissance active mesurée, on obtient les pertes dans les enroulements avec respectivement pour la valeur totale ramenée au primaire ou au secondaire :

$$R_{pri} = \frac{P_{mes} - P_{fer_{cc}}}{I_{pri}^2} = 4.2\ \Omega, \tag{5.4}$$

$$R_{sec} = \frac{P_{mes} - P_{fer_{cc}}}{I_{sec}^2} = 0.563\ \Omega. \tag{5.5}$$

Tableau 5.2: Résultats des mesures expérimentales de l'essai en court-circuit du transformateur.

Paramètre	Symbole	Valeur mesurée	Unité
Tension Primaire	V_{pri}	360.8	V_{RMS}
Tension Secondaire	V_{sec}	-	V_{RMS}
Courant primaire	I_{pri}	18.4	A_{RMS}
Courant secondaire	I_{sec}	50.3	A_{RMS}
Puissance active	P	1458	W
Puissance réactive	Q	6446	vars
Puissance apparente	S	6612	VA
Facteur de puissance	$\cos\varphi$	0.22	-

Ces deux valeurs de résistance sont très élevées par rapport aux calculs analytiques. Cette augmentation des pertes peut avoir comme origine le flux de fuite qui est très important et qui génère des courants de Foucault dans les enroulements ainsi que dans les pièces d'armature qui sont en acier. Cela pourrait également être dû à un emballement thermique des enroulements secondaires dont la chaleur n'est pas totalement évacuée dans l'azote liquide. En effet, si l'écart de température entre les enroulements en cuivre et le bain d'azote à 77 K est supérieur à 30 K, l'évacuation de la chaleur se fait très mal. Cette mauvaise dissipation calorifique est due à la présence d'un film gazeux entre le liquide cryogénique et le cuivre. De ce fait, les échanges par convection et par conduction sont fortement réduits. On peut observer l'allure de la courbe de la puissance évacuée dans l'azote liquide en fonction du ΔT sur la figure 5.4.

La qualité du cuivre utilisé n'est pas connue mais, cela peut avoir une grosse influence sur la résistivité du matériau à basse température. Ainsi, la résistance calculée analytiquement valait 6.95 mΩ à 77 K, alors qu'avec la mesure au galvanomètre, on obtient 18 mΩ. La résistance de la bobine à basse température est très dépendante du rapport de résistivité résiduelle (RRR) du cuivre des bobines (RRR=$R_{293\ K}/R_{4\ K}$), qui est lui-même un indicateur de la pureté du cuivre.

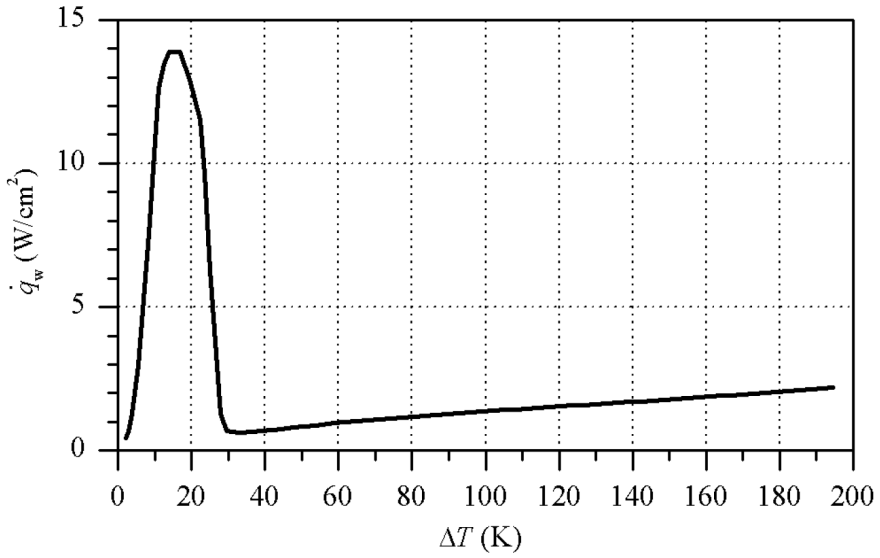


Figure 5.4: Courbe d'échange thermique pour un ruban supraconducteur dans l'azote liquide [48].

5.2.3 Inductance de fuite

Concernant la puissance de magnétisation elle peut être approximée à l'aide des courbes fournies par le manufacturier, en annexe B, qui permettent de déterminer la réluctance du circuit magnétique en utilisant une valeur d'induction proche de celle de l'essai en court-circuit. Ensuite on applique l'analogie d'Hopkinson en prenant en compte la présence de l'entrefer calculé précédemment. On obtient :

$$I_{magnetisation} = \frac{2B_{pri}S_{pri}\left(\Re_1 + \Re_2 + 2\Re_{air}\right)}{N_1} = 0.53\ A, \tag{5.6}$$

soit une valeur très proche de celle obtenue à partir des mesures :

$$I_{magnetisation} = I_{pri} - \frac{I_{sec}}{m} = 0.62\ \text{A}. \tag{5.7}$$

En considérant que le courant de magnétisation est purement sinusoïdal, la puissance de magnétisation s'élèverait à 224 vars. En retranchant cette valeur de la puissance réactive mesurée, on obtient la valeur de l'inductance de fuite totale du transformateur. On trouve respectivement, pour la valeur totale ramenée au primaire et au secondaire, les valeurs d'inductance de fuite suivante :

$$L_{pri} = \frac{Q_{mes} - Q_{magnetisation}}{\omega I_{pri}^2} = 48.75\ \text{mH}, \tag{5.8}$$

$$L_{sec} = \frac{Q_{mes} - Q_{magnetisation}}{\omega I_{sec}^2} = 6.5 \text{ mH}. \tag{5.9}$$

Soit,

$$X_{pri} = 18.37\ \Omega, \tag{5.10}$$

$$X_{sec} = 2.45\ \Omega. \tag{5.11}$$

La valeur d'inductance de fuite ramenée au primaire obtenue expérimentalement (48.75 mH) est un peu plus élevée que celle calculée numériquement (44.67 mH). Cet écart peut s'expliquer par le fait que tous les tours des bobines primaires et secondaires, en utilisant la technique d'homogénéisation, n'ont pas été physiquement représentés, et cela pourrait avoir un impact à la baisse sur les fuites. La présence de l'entrefer pourrait également avoir une incidence sur le flux de fuite, tout comme l'état de saturation du matériau, qui n'est certainement pas identique à la simulation à cause du coefficient de foisonnement. Tous ces effets combinés peuvent modifier le comportement magnétique du modèle. L'estimation de l'inductance de fuite, en résolvant un problème magnétostatique à l'aide de la simulation par la méthode des éléments finis, est tout de même assez précise pour une première approximation, avec une erreur d'environ 8%.

5.3 Essai en court-circuit transitoire

Dans le but de vérifier les capacités de limitation du courant de l'enroulement supraconducteur, des courts-circuits ont été imposés au secondaire du transformateur. Dans un premier temps, le secondaire a été testé avec uniquement les bobines en cuivre afin d'évaluer l'amplitude maximale du courant de court-circuit, puis dans un second temps avec la bobine supraconductrice. Cela a permis de comparer les deux cas.

5.3.1 Méthode

En cas de court-cicruit, le ruban supraconducteur voit un courant et un champ magnétique plus élevés qu'en régime permanent. Cela provoque une transition du matériau supraconducteur vers l'état résistif. Le courant est donc amené à circuler dans le shunt, une très fine couche d'argent de 2 μm, qui s'échauffe alors très rapidement.

Le temps d'application du court-circuit doit donc être maitrisé pour ne pas endommager l'enroulement supraconducteur. En effet, sa capacité thermique est faible et le risque d'at-

teindre une température trop élevée, autant pour le ruban supraconducteur (max. 250°C), que pour les soudures, dont la température de fusion est de 90°C. Le court circuit au secondaire du transformateur à été réalisé par un contacteur de puissance. L'enclenchement de ce dernier était assuré par une bobine qui s'alimente avec une tension de 120 V à la fréquence de 50/60Hz. La commande de cette dernière est réalisée par le circuit électronique présenté à la figure 5.5. Le circuit est basé sur un NE555 en mode astable dont le signal de sortie attaque un optocoupleur qui alimente ensuite un thyristor. Le circuit fonctionne en logique négative, c'est à dire que lorsque la sortie est à $+V_{cc}$, la gachette des thyristors n'est pas commandée et inversement. Le montage permet de générer des impulsions courtes avec une durée minimale ($R_{6min)}$=0 Ω) de :

$$0.693(R_1 + R_{6,min})C_1 = 1.386 \text{ ms}, \tag{5.12}$$

et une durée maximale (R_{6max}=200 kΩ) de :

$$0.693(R_1 + R_{6,max})C_1 = 140 \text{ ms}, \tag{5.13}$$

avec un temps off minimal de :

$$0.693(R_3 + R_{6,min} + R_1)C_1 = 140 \text{ ms}. \tag{5.14}$$

Cela nous permet d'avoir le temps de relacher le bouton avant un nouvel enclenchement du contacteur, ce qui permet d'éviter une série de fermetures et d'ouvertures. Nous sommes donc capable de commander les thyristors pour une durée comprise entre un dixième de cycle et 8 cycles. Cependant, des vérifications expérimentales ont permis d'observer que la mécanique du contacteur ne permet guère de descendre sous la barre d'un demi cycle, la durée minimale du court-circuit étant donc de 8.33 ms.

En ce qui concerne les conditions de fonctionnement du transformateur avant le court-circuit, ce dernier était à vide et alimenté par une tension primaire de 650 V_{RMS}. La tension a volontairement été augmentée à 650 V de manière à avoir un courant de court-circuit le plus élevé possible. Le courant de magnétisation avec ce niveau de tension demeure raisonnable (≈1 A_{RMS}), avec des déformations raisonnables. Nous aurions pu monter plus haut en tension étant donné que le fonctionnement n'est que temporaire et que les aspects thermiques au niveau du noyau, vu la masse d'acier en jeu (≈100 kg), peuvent être négligés durant la très courte période d'essai.

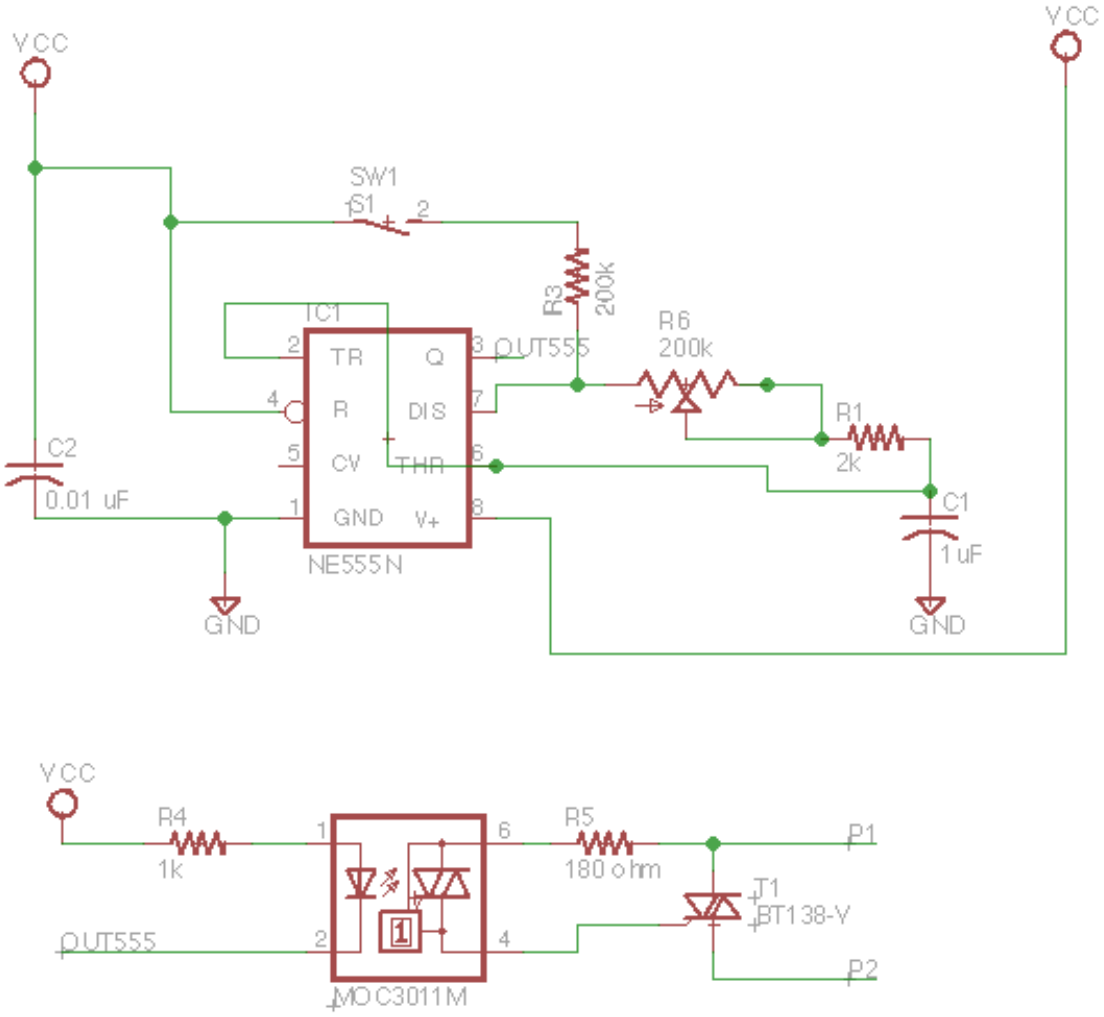


Figure 5.5: Circuit de commande de la bobine du contacteur.

5.3.2 Résultats expérimentaux

Les résultats expérimentaux visent avant tout à vérifier l'efficacité de la limitation du courant par l'enroulement supraconducteur. De ces essais, nous pouvons également obtenir une approximation de la résistance série ramenée au secondaire du transformateur, incluant son évolution dans le temps. Nous sommes également capable d'évaluer l'élévation de température de la bobine supraconductrice par l'intermédiaire de sa valeur de résistance.

5.3.2.1 Efficacité de la limitation

Les courbes des courants sont visibles sur la figure 5.6. On constate, comme nous l'avions prévu, que le courant n'est pas limité dès le premier pic (sauf bien sûr par l'inductance de fuite). Ce premier pic de courant est cependant l'évènement déclencheur pour la limitation, une fois ce cap franchi, la limitation devient effective. Le courant de court-circuit ne semble pas assez "violent" pour faire transiter d'un seul coup l'ensemble de la bobine supraconductrice. On assiste plutôt à un phénomène "lent" pour la transition supra-résistive, que l'on peut attribuer aux effets thermiques. Cela permet tout de même de diviser le courant de court-circuit par deux à partir du 3^e et du 4^e demi-cycle.

On voit également que la composante continue du régime transitoire, qui est dépendante du rapport L/R, est bien plus rapidement amortie avec l'augmentation de la résistance de la bobine supraconductrice. On constate également que la variation de résistance à un impact sur le déphasage du courant par rapport à la tension, avec une diminution de l'angle de déphasage. On peut observer cette variation sur la figure 5.7.

5.3.2.2 Évalutation de la résistance de court-circuit.

5.3.2.2.1 Méthode

A partir des données expérimentales nous sommes capables d'avoir une évaluation de la résistance de court-circuit ramenée au secondaire du transformateur. On considèrera le circuit simple présenté à la figure 5.8. L'inductance L est supposée constante et correspond à l'inductance de fuite calculée lors de l'essai en court-circuit (48.75 mH). On ajoute la résistance R que nous cherchons à déterminer en série. Le rapport de transformation m est égal à 2.84, soit la valeur obtenue expérimentalement.

Nous determinons ces éléments à partir des mesure de courant et de tension du côté primaire, puis avec le rapport de transformation au carré, nous les ramenons au secondaire.

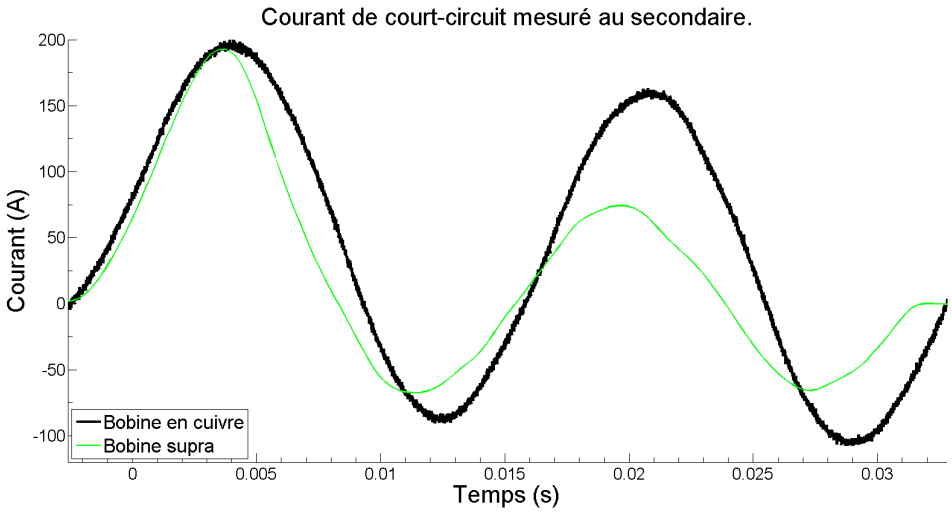


Figure 5.6: Allure des courants de court-circuit au secondaire du transformateur.

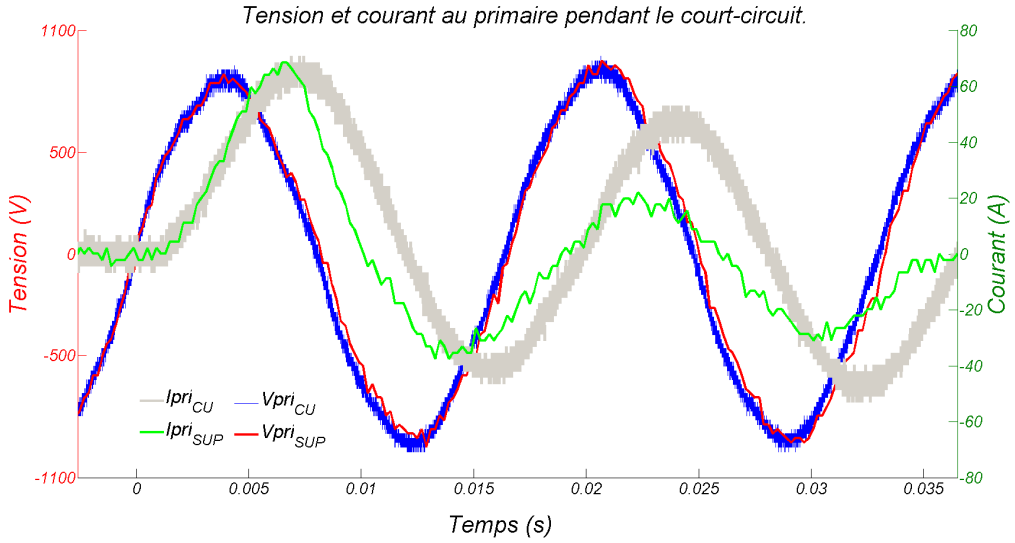


Figure 5.7: Allure des tensions et des courants de court-circuit au primaire du transformateur.

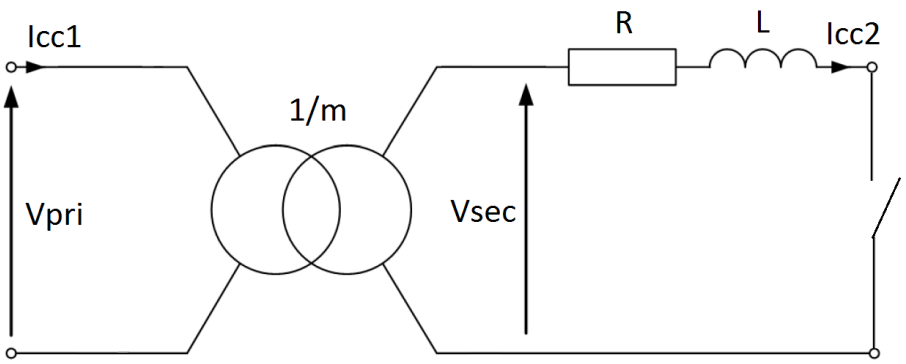


Figure 5.8: Circuit équivalent du transformateur pour la recherche de la résistance de court-circuit.

Dans le cas du ruban supraconducteur, le système est non-linéaire et doit être résolu numériquement. On a :

$$E(t) = Ri(t) + L\frac{di(t)}{dt}. \tag{5.15}$$

Alors,

$$R = \frac{E(t) - L\dfrac{di(t)}{dt}}{i(t)}. \tag{5.16}$$

Une fois la résistance obtenue, on peut en déduire la valeur de la température à partir de caractérisations réalisées par Sirois et al [59]. La formule est la suivante :

$$R = 3.229 + 0.0389(T - 77)\ \mathrm{m\Omega/cm}. \tag{5.17}$$

Le problème a été résolu à l'aide de Matlab. Afin d'évaluer la dérivée du courant et la résistance, des interpolations polynomiales ont été réalisées. On retrouve les courbes des mesures expérimentales et leurs interpolations sur les figures 5.9 et 5.10.

5.3.2.2.2 Résultats obtenus

On peut observer, sur la figure 5.11 les résistance obtenues pour les deux configurations de transformateur, c'est-à-dire soit des enroulements secondaires seulement en cuivre, soit des enroulements hybrides, en changeant l'une des trois bobines secondaires par une bobine supraconductrice.

En ce qui concerne le cas des enroulements tout en cuivre, la résistance de court-circuit

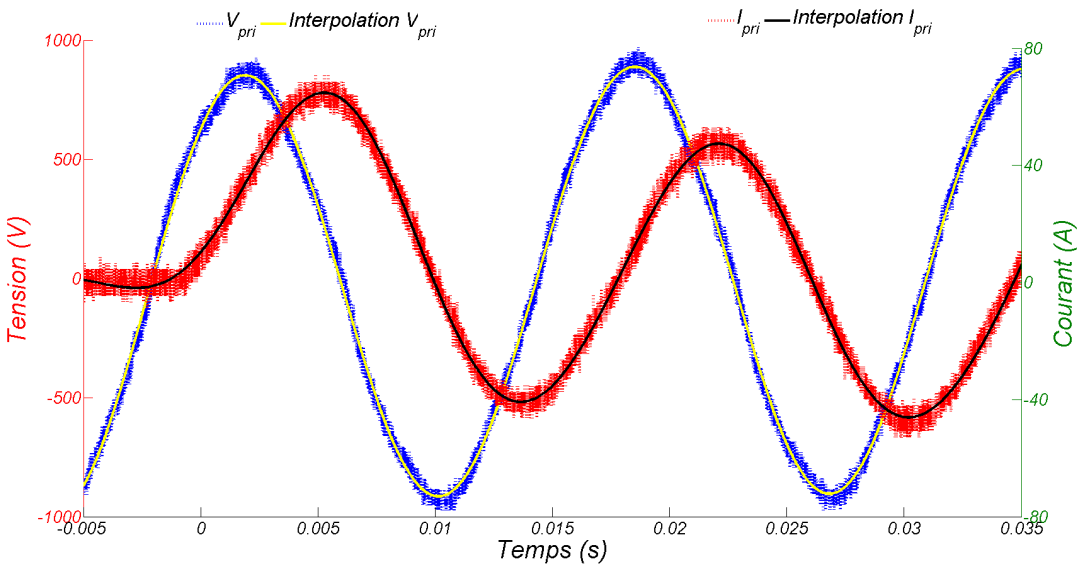


Figure 5.9: Allure de la tension et du courant de court-circuit vu du primaire et leur interpolation polynomiale lorsque le secondaire est constitué uniquement d'une bobine en cuivre.

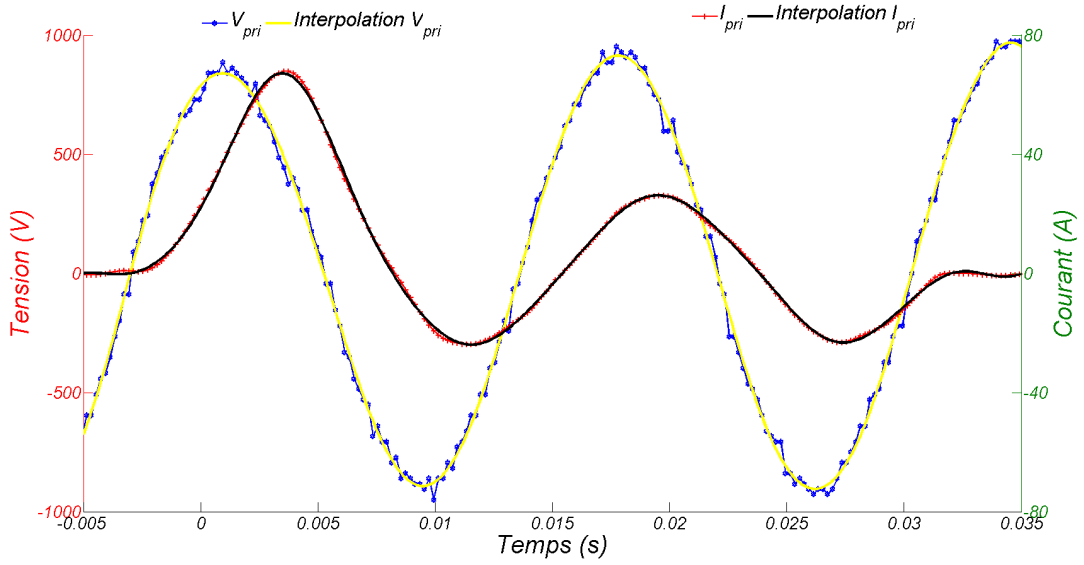


Figure 5.10: Allure de la tension et du courant de court-circuit vu du primaire et leur interpolation polynomiale lorsque le secondaire comporte une bobine supraconductrice.

équivalente ramenée au secondaire est quasiment constante. Ce résultats était attendu, car les bobines en cuivre possède une capacité thermique assez grande. De plus, la durée de court-circuit est courte (environ 2 cycle, soit 33 ms), et son amplitude peu élevée (au plus 200 A crête). L'énergie thermique emmagasinée est donc assez faible, et cela ne suffit pas à réchauffer les conducteurs de manière à voir une variation de leur résistance. La valeur de résistance obtenue pour ce cas oscille légérement autour de la valeur trouvée expérimentalement lors de l'essai en court-circuit, soit 0.563 Ω. Cela permet d'espérer une approximation assez précise de la résistance de la bobine supraconductrice.

Il est important de noter que ce calcul ne permet d'obtenir qu'une approximation de la résistance moyenne de la bobine supraconductrice. La résistance "locale" peut ne pas être homogène, et c'est certainement le cas, avec des zones à plus forte résistance à cause des points chauds, qui peuvent être engendrés par les champs magnétiques appliqués, et/ou une certaine fragilité dans le matériau (présence de défaut). Comme la vitesse de diffusion longitudinale d'une zone normale dans le ruban supraconducteur est très lente (de l'ordre de 0.1 à 0.3 mm/ms lorsque $I \approx Ic$) , si la transition locale reste confinée localement trop longtemps, on peut avoir des dégâts irréversibles sur le ruban supraconducteur. Des travaux menés actuellement au laboratoire par Christian Lacroix et Frédéric Sirois visent à accélérer la diffusion de la chaleur dans les rubans supraconducteurs. Cela pourrait permettre, en associant le dépassement du courant critique et de la température critique, une transition plus rapide de l'ensemble du ruban dans le cas où $I \approx Ic$. Cela diminuerait les possibilités de transition locale et réduirait le risque de destruction de l'enroulement provoqué par des points chauds.

Dans le cas du bobinage hybride, la résistance a été calculée de la même manière. À la valeur obtenue, on retranche la résistance équivalente du transformateur avec les enroulements en cuivre. Cela permet de ne conserver que la résistance qui se développe dans le ruban supraconducteur. On s'intéressera à sa caractéristique comprise entre un temps de 0.83 ms et 0.305 ms. En effet, comme on peut le voir sur la figure 5.12, le contacteur ne propose pas une fermeture franche et parfaite lors du court-circuit. Ainsi, on peut observer un rebond dans la partie encerclée en bleu, et une ouverture en charge avec la présence d'un arc électrique entre les contacts mis en évidence par la tension aux bornes du contacteur (encerclée en vert). Ce phénomène est présent jusqu'au passage à zéro du courant et ajoute une résistance non négligeable en série dans le circuit.

L'évolution de la résistance de la bobine supraconductrice est présentée sur les figures 5.11 et 5.13. Le premier pic est l'élément déclencheur avec un passage de 0 à 3 Ω en un peu

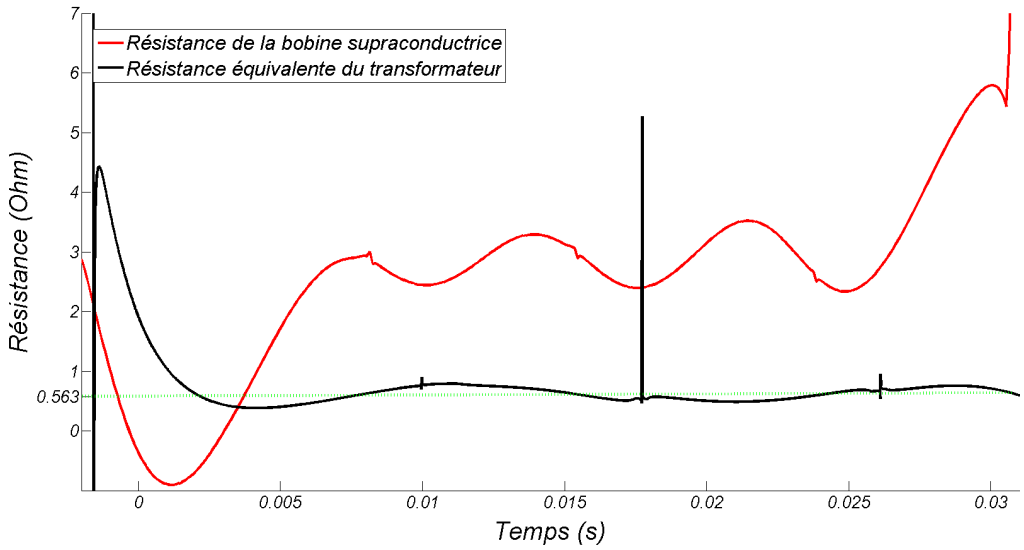


Figure 5.11: Allure de la résistance de court-circuit avec et sans bobine supraconductrice.

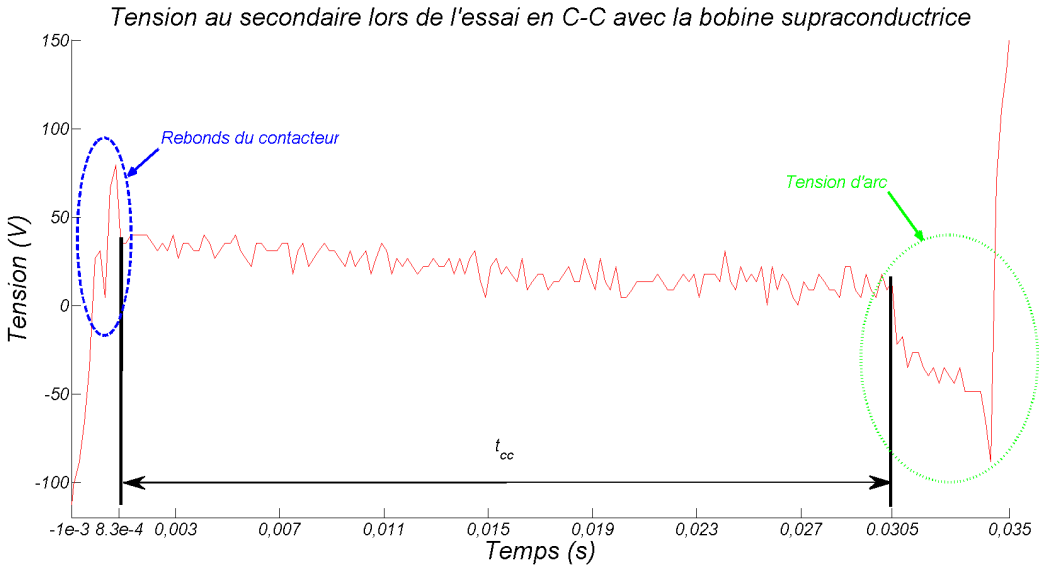


Figure 5.12: Détermination de la durée du court circuit entre la fermeture et l'ouverture du circuit.

moins d'un demi-cycle. Ensuite, la résistance augmente mais de manière beaucoup moins prononcée. Ceci est confirmé par la faible variation de l'amplitude du courant entre chaque demi-cycle, qui suggère une résistance de limitation quasi constante. On constate que cette dernière présente tout de même des oscillations assez importantes qui peuvent être dues, à des échanges de chaleur entre le ruban supraconducteur et le bain d'azote. Comme les oscillations sont toujours croissantes, on peut en déduire que les échanges de chaleur avec l'azote ne sont pas suffisants pour atteindre un régime stationnaire. Le ruban accumule toujours de l'énergie, et, si le courant de court-circuit n'est pas interrompu, on risque un emballement thermique (qui semble d'ailleurs s'amorcer à la fin du test) et la destruction de l'enroulement par fusion du ruban supraconducteur. Sans aller jusqu'à la fusion, on peut modifier la structure de la couche d'YBCO, ce qui engendre une dégradation notable de la supraconductivité et des capacités du ruban à transporter des courants importants.

À propos de la température, selon Sirois et al., cette dernière est proportionnelle à la valeur de résistance du ruban [59]. On peut observer le graphique de température sur la figure 5.14. On constate que la température maximale atteinte par le ruban s'élève à environ 350 K. On a donc une élévation de température de 277 K en 30 ms ! On note une forte élévation de la température dès le début du court-circuit. Le type de ruban que l'on a utilisé n'est pas stabilisé thermiquement. Il est donc normal que la température augmente si rapidement, cela permet d'assurer une limitation assez efficace et rapide. En contrepartie, au bout de quelques cycles, on risque d'avoir une température beaucoup trop élevée.

Dans le cas d'une utilisation dans un réseau électrique, l'utilisation de ce type de ruban serait bien sûr à proscrire, car le risque de destruction du bobinage est important. Typiquement, un court-circuit dans un résau de transport ou de distribution est éliminé en 5 à 6 cycles. Cela représenterait une montée en température déjà trop importante pour ce type de rubans. Les cycles ouverture/fermeture/ouverture ne viendraient pas arranger les choses en cas de défaut persistant. Il serait donc plus recommandable et plus prudent d'utiliser un ruban stabilisé thermiquement. Ces derniers possèdent une ou deux couche(s) supplémentaire(s) de 20 μm de cuivre ce qui permet d'absorber et dissiper une partie de la chaleur. En revanche, les longueurs de rubans doivent être plus importantes du fait que la couche shunt oppose moins de résistance au passage du courant lors de la transition du matériau supraconducteur.

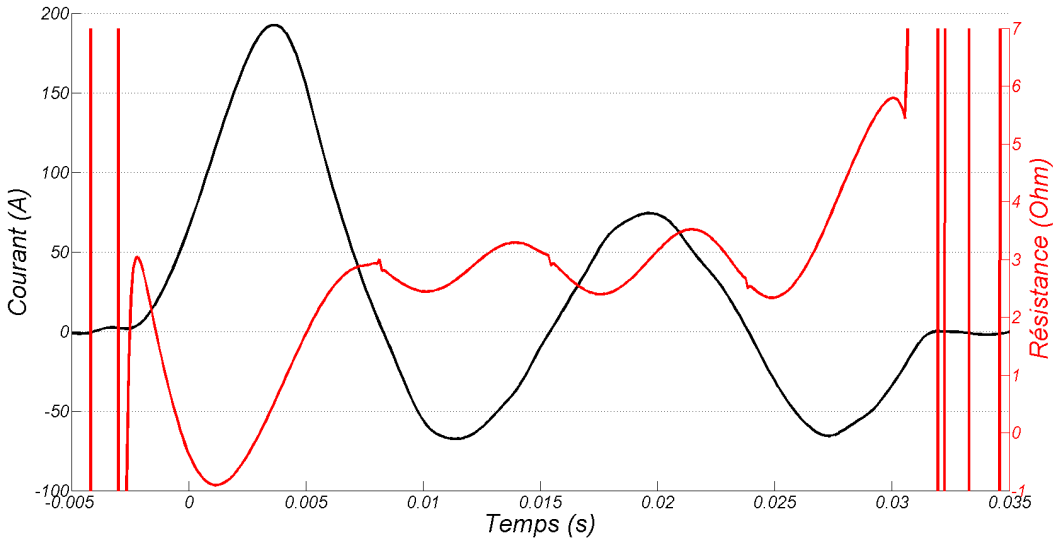


Figure 5.13: Allure de la résistance de court-circuit de la bobine supraconductrice et du courant qui la traverse.

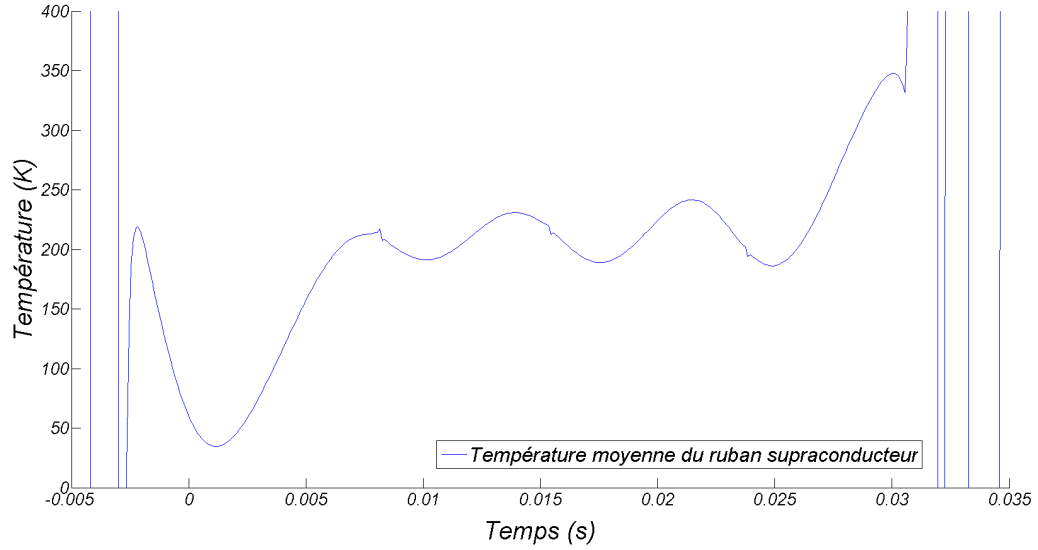


Figure 5.14: Allure de la température moyenne de la bobine supraconductrice.

5.3.2.3 Aspects cryogéniques

Le réservoir cryogénique, qui est basé sur un moule de bois dans lequel on a injecté de la mousse polyuréthane haute-densité, est resté parfaitement étanche et peu sensible aux contraintes de contraction et d'expansion thermique. En ce qui concerne les aspects thermiques, la forte présence de bulles dans l'azote liquide, même sans charge, suggère une isolation thermique médiocre. Les parois extérieures étaient complétement gelées, ce qui indique un gradient de température faible. La chaleur transmise pas conduction, puis évacuée par convection dans l'azote, est trop importante, et il faudrait revoir la conception du vase cryogénique. Cela n'est pas surprenant, cette partie du design a été faite avec pour unique but de permettre le refroidissement sans le moindre objectif d'optimisation.

5.4 Conclusion

Les essais et mesures effectués sur le prototype de transformateur supraconducteur ont permis de valider les résultats obtenus par la simulation par éléments finis, avec une erreur d'environ 8% sur l'estimation de l'inductance de fuite. On pourrait certainement obtenir des résultats de simulation plus précis avec un modèle prenant en compte quelques détails supplémentaires comme la présence d'entrefer distribués dans le circuit magnétique et le bon rapport de transformation, qui suggère qu'un des enroulements (primaire ou secondaire) ne comporte pas le bon nombre de spires, ce qui aura pour conséquence de modifier le flux de fuite. Pour l'évaluation des résistances, si celle du primaire semble correcte, celle du secondaire est fortement dépendante de la qualité du cuivre (car le secondaire est refroidi à l'azote liquide), et les écarts entre calculs et mesures peuvent être conséquent à 77 K. Les résistances secondaires obtenues demeurent tout de même très faibles (quelques mΩ).

Concernant la limitation du courant par l'enroulement supraconducteur, les résultats sont encourageants. Les essais ont permis de confirmer qu'aucune limitation n'était envisageable pour le premier pic, tel que cela avait été prédit dans le chapitre qui concerne la conception. En revanche, la limitation est effective dès le second demi-cycle. À partir du troisième pic, le courant est divisé par 2 par rapport aux essais menés sans enroulement supraconducteur. Dans notre cas, le premier pic de courant n'est pas limité par le ruban supraconducteur, mais plutôt par la forte inductance de fuite du transformateur.

Afin d'avoir la possibilité de limiter le courant dès le premier pic, et donc obtenir une transition franche et violente de la bobine supraconductrice, il faut veiller à avoir une inductance de fuite relativement faible (typiquement, une impédance de 5 à 10 %). C'est normalement

le cas avec un bon transformateur pour avoir une bonne régulation de la tension en charge. En revanche, en limitant le courant dès le premier pic, l'énergie emmagasinée thermiquement par le ruban pourrait vite devenir très (trop) importante avant l'ouverture du circuit. Il y a là un jeu de compromis assez délicat au niveau de la conception thermique.

A ce sujet, l'utilisation de ruban non stabilisé thermiquement représente un risque accru de destruction de l'enroulement. A titre d'exemple, notre ruban non stabilisé s'est échauffé de 277 K en 30 ms, c'est un temps court devant les temps typiques d'ouverture de circuit sur un réseau électrique de distribution ou de tansport ($\approx$ 100 ms), sans compter les phases de réenclenchement. Dans ce cas particulier, l'usage de conducteur stabilisé est à privilégier. Ces derniers présentent une capacité thermique supérieure mais, leur utilisation pour la limitation de courant, requiert une longueur plus importante, du fait que la résistance linéique de la couche shunt est plus faible.

CHAPITRE 6

CONCLUSION ET PERSPECTIVES FUTURES

Les objectifs principaux de ce mémoire étaient i) de se familiariser avec les difficultés de conception et de réalisation d'un transformateur supraconducteur, et 2) de vérifier les propriétés de limitation du courant de court-circuit que permet un tel transformateur. Afin de satisfaire cet objectif, plusieurs étapes ont été nécessaires. Il a d'abord fallu nous familiariser avec la supraconductivité. Nous nous sommes également intéressé aux contraintes liées à l'emploi de matériaux supraconducteurs. Il est important de rappeler les différents points ci-dessous.

En ce qui concerne la conception de notre transformateur supraconducteur, on retiendra surtout les contraintes cryogéniques sévères auxquelles nous avons apporté une solution peu efficace, mais satisfaisante pour un premier prototype. De grosses améliorations sont à envisager de ce côté avec, par exemple, l'utilisation de matériaux adaptés tel que les composites à base de fibre de verre (G10) et (G11). Ils permettent une isolation thermique efficace grâce à leur faible conductivité thermique et, avec un module de Young élevé (bonne résistance mécanique), il est possible de créer un vide primaire entre les parois intérieures et extérieures du cryostat, ce qui permet de réduire encore plus les échanges de chaleur.

Nous avons aussi proposé un arrangement pour les enroulements secondaires qui n'est certainement pas optimal. Il serait nécessaire, dans une prochaine étape du projet, d'optimiser l'arrangement des enroulements pour minimiser l'impact des champs magnétiques appliqués aux enroulements supraconducteurs. En revanche, la résolution d'un problème de magnéto-statique par la méthode des éléments finis permet une bonne approximation du flux de fuite pour le calcul de l'inductance équivalente du transformateur. Il est fort probable que les champs magnétiques calculés soient également très proche de la réalité avec des résultats, comme nous ne disposons pas de moyens de mesures des champs magnétiques à très bases températures au laboratoire, comparables à ceux trouvés dans la littérature.

Revenons à l'inductance de fuite : la topologie de transformateur proposée n'est vraiment pas idéale. Le couplage entre les enroulements est mauvais et il faut vraiment revoir ce point. Une des améliorations envisageable est de mettre tous les enroulements sur une même jambe et de manière concentrique, idéalement avec le primaire et le secondaire le plus proche pos-

sible. L'utilisation d'un noyau cruciforme pourrait également améliorer un peu la situation. Dans l'absolu il serait particulièrement intéressant d'utiliser des enroulements supraconducteurs pour l'ensemble du transformateur (primaire et secondaire). Cela engendre cependant un coût non-négligeable pour le prototype, mais permettrait une meilleure gestion de l'énergie à dissiper lors du court-circuit, avec une répartition entre le primaire et le secondaire. On pourrait aussi compter sur une amélioration notable du coût cryogénique avec une moindre consommation d'azote liquide.

Au sujet de la limitation du courant de court-circuit, même si la limitation n'est pas aussi franche que nous l'aurions souhaité, nous sommes tout de même capable d'observer des phénomènes intéressants et très encourageants pour la suite de ce projet. En effet, même si le courant n'est pas limité dès le premier pic, les cycles suivants voient l'amplitude du courant diminuer pour arriver à un courant divisé par 2 à partir du 3^e demi-cycle. Il est tout de même important de noter une évolution de température assez importante. Ainsi, pour la suite du projet, il sera quasiment incontournable de passer par une étude de transitoire électro-thermique couplée afin d'optimiser la dynamique thermique.

Concernant le rendement, le passage du cuivre au ruban supraconducteur, s'il était effectué aussi bien sur les enroulements primaires que secondaires, permettrait d'économiser environ 215 W de pertes. On aurait donc, pour une charge de 10 kW et, en faisant l'hypothèse que le transformateur soit capable de les fournir, c'est à dire avec une inductance de fuite faible, un rendement qui passerait de 96.95 % à 99%. Cette amélioration du rendement est maximisée par le fait que, dans notre calcul, on ne prend pas en compte le rendement de la production de froid, ce qui aurait pour effet de réduire le gain. Cependant, avec une très bonne isolation thermique, cela permettrait tout de même une amélioration car la puissance des cryocoolers est directement proportionnelle aux pertes AC, qui sont très faibles dans les matériaux supraconducteurs (quelques μW/cm).

Ce premier prototype de transformateur supraconducteur aura permis, malgré que la conception ne soit pas parfaite, d'observer des capacités de limitations du courant de court-circuit. On peut donc affirmer que la fonction limitation du courant est tout a fait intégrable au transformateur en utilisant des matériaux supraconducteurs commerciaux déjà disponibles. Ce projet aura été riche en enseignements et permettra d'avoir une base pour une évolution du prototype. Il serait d'ailleurs intéressant, en se basant sur les résultats expérimentaux et les données de conception du transformateur, de développer un modèle numérique qui permettrait de prédire le fonctionnement en régime transitoire. Cela permettrait d'opti-

miser la conception dans de futures étapes. Il y a cependant une étape majeure à franchir avant d'arriver à implémenter cette simulation transitoire "électro-magnéto-thermique". En effet, l'implémentation du problème nécessite de réaliser une caractérisation complète des rubans (fort courant, champs magnétique, température), ainsi qu'une modélisation précise du supraconducteur avec toutes les couches qui le constituent. Cela représente un travail énorme et nécessitera des puissances de calcul conséquentes !

RÉFÉRENCES

[1] Pascal Tixador and Yves Brunet. Les supraconducteurs : Bases théoriques. *Techniques de l'ingénieur*, D2701, 2005.

[2] Joseph Baixeras. *Les Supraconducteurs - Applications À L'Électronique Et À L'Électrotechnique.* Eyrolles, 1998.

[3] Bruno Douine. *Etude des pertes dans les supraconducteurs à haute température critique.* PhD thesis, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2001.

[4] Pascal Tixador. *Matériaux supraconducteurs.* Hermes Science Publications, 2003.

[5] Bruno Douine. *Caractérisation des supraconducteurs et pertes en régime variable.* Habilitation à diriger des recherches. Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2010.

[6] Bruno Douine, Frédéric Sirois, Jean Lévêque, Kévin Berger, Charles-Henri Bonnard, The-Cuong Hoang, and Smaïl Mezani. A new direct magnetic method for determining in bulk superconductors from magnetic field diffusion measurements. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 22, No. 3, June 2012.

[7] Frédéric Sirois. *Modélisation des la caractéristique E-J des supraconducteurs à haute température critique.* PhD thesis, École Polytechnique de Montréal, 2003.

[8] Svetlomir Stavrev, Bertrand Dutoit, and Nadia Nibbio. Geometry considerations for use of bi-2223/ag tapes and wires with different models of jc(b). *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 12, No. 3, September 2002.

[9] Svetlomir Stavrev, Bertrand Dutoit, and Patrick Lombard. Numerical modelling and ac losses of multifilamentary bi-2223/ag conductors with various geometry and filament arrangement. *Elsevier Physica C*, 384 :19–31, 2003.

[10] K. Berger, J. Lévêque, D. Netter, B. Douine, and A. Rezzoug. Influence of temperature and/or field dependences of the e–j power law on trapped magnetic field in bulk ybacuo. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 17, No. 2, June 2007.

[11] Pascal Tixador. *Les Supraconducteurs.* Hermes Science Pulblications, Novembre 1995.

[12] Mohammed El-Hadi Zaïm and Abderrezak Rezzoug. *Machines électriques non conventionnelles.* Hermès / Lavoisier, avril 2011.

[13] A Berger, S Cherevatskiy, M Noe, and T Leibfried. Comparison of the effciency of superconducting and conventional transformers. *Journal of Physics, IOP Publishing*, Conference series 234, 2010.

[14] Jean Lévêque. Les supraconducteurs. Conférence sur les matériaux supraconducteurs, GREEN, Université de Nancy I, 2010.

[15] Kyoji Tachikawa. Progress of metallic superconductors in japan. *Elsevier Physica C*, 2012.

[16] K. P. Weiss, M. Schwarz, A. Lampe, R. Heller, W. H. Fietz, A. Nyilas, S. I. Schlachter, and W. Goldacker. Electromechanical and thermal properties of bi2223 tapes. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, VOL. 17, NO. 2, June 2007.

[17] Reinhard Dietrich. Bi-2223 hts data sheet. Technical report, Bruker HTS GmbH, 2012.

[18] SuperPower Inc. Superpower®2g hts wire specifications. Technical report, SuperPower Inc., 2012.

[19] Shinichi Mukoyama, Masashi Yagi, Hironobu Hirano, Yutaka Yamada, Teruo Izumi, and Yuh Shiohara. Development of hts power cable using ybco coated conductor. *Elsevier Physica C*, Vol. 445-448, August 2006.

[20] Jae-Ho Kim, Minwon Park, Mohd. Hasan Ali, Jeonwook Cho, Kideok Sim, Seokho Kim, Hae-Joon Kim, Sang Jin Lee, and In-Keun Yu. Investigation of the over current characteristics of hts tapes considering the application for hts power devices. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 18, No. 2, 2008.

[21] J. Duncan Glover, Mulukutla S. Sarma, and Thomas J. Overbye. *Power System Analysis and design, 4th edition*. Cengage learning, 2008.

[22] SGCC. China's power installed capacity to increase 100gw annually in the eleventh five-year plan, 2011. dernière consultation le 2011.08.03.

[23] SGCC. Total power consumption in february increased by 15.82%, 2011. dernière consultation le 2011.08.03.

[24] H. Hayashi, H. Okamoto, T. Harimoto, T. Imayoshi, A. Tomioka, T. Bouno, M. Konno, and M. Iwakuma. A study for designing ybco power transformer. *Elsevier Physica C*, june 2007.

[25] Neil Glasson, Mike Staines, Robert Buckley, Mohinder Pannu, and Swarn Kalsi. Development of a 1 mva 3phase superconducting transformer using ybco roebel cable. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity, ASC 2010, Washington D. C., USA*, 21 No. 3, January 2011.

[26] Mouhamadou Dione, Frédéric Sirois, and Charles-Henri Bonnard. Evaluation of the impact of superconducting fault current limiters on power system network protections using a rts-phil methodology. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2010.

[27] H.G. Cheon, J.H. Choi, J.W. Choi, M.S. Pang, and S.H. Kim. Insulation design of hts transformer with the use of continuous transposed conductor. *Elsevier*, Physica C 470 (2010), may 2010.

[28] Andrew Craig Lapthorn, Irvin Chew, Wade G. Enright, and Patrick S. Bodger. Hts transformer : Construction details, test results and noted failure mechanisms. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 26 NO. 1, January 2011.

[29] Li Ren, Yuejin Tang, Hansong Si, Jingdong Li, Jing Shi, Bin Wei, and Shijie Cheng. Study on heat leakage of current leads of 300 kva hts transformer. *Elsevier*, Physica C 442 (2006), April 2006.

[30] Zequn Mei, Helen A. Holder, , and Hubert A. Vander Plas. Low-temperature solders. *Hewlett-Packard Journal*, August 1996. article 10.

[31] H. Riemersma, P. W. Eckels, M. L. Bartonand J. H. Murphy, D. C. Litz, and J. F. Roach. Application of superconducting technology to power transformers. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-100, No. 7, July 1981.

[32] David Larbalestier, Richar D. Blaugher, Robert E.Schwall, Robert S. Sokolowski, Masaki Suenaga, and Jeffrey O. Willis. Power applications of superconductivity in japan and germany. Technical report, ITRI, September 1997.

[33] Réal-Paul Bouchard and Guy olivier. *Électrotechnique, Deuxième édition*. Presses internationales Polytechnique, 1999.

[34] Anthony J. Rodolakis. Notes du cours d'appareillages (ele8460) : Matériaux magnétiques. *École Polytechnique de Montréal*, Hiver 2012.

[35] J Souc, E Pardo, M Vojenciak, and F Gomory. Theoretical and experimental study of ac loss in high temperature superconductor single pancake coils. *IOP Superconductor Science and Technology*, 22, 2009.

[36] N J Long, R A Badcock, P Beck, M Mulholland, N Ross, Mike Staines, H Sun, J Hamilton, and R.G. Buckley. Narrow strand ybco roebel cable for lowered ac loss. *IOP, Journal of Physics : Conference Series 97 (2008) 012280*, january 2008.

[37] N J Long, R A Badcock, K Hamilton, A Wright, Z Jiang, and L S Lakshmi. Development of ybco roebel cables for high current transport and low ac loss applications. *Journal of Physics : Conference Series 234*, 9th European Conference on Applied Superconductivity (EUCAS 09), 2009.

[38] M. Iwakuma, H. Hayashi, H. Okamoto, A. Tomioka, M. Konno, T. Saito, Y. Iijima, Y. Suzuki, S. Yoshida, Y. Yamada, T. Izumi, and Y. Shiohara. Development of rebco superconducting power transformers in japan. *Elsevier Physica C*, june 2009.

[39] O Tsukamoto and M Ciszek. Ac magnetization losses in striated ybco-123/hastelloy coated conductors. *IOP Superconductor Science and Technology*, 20 :974–979, August 2007.

[40] F. Zizek, Z. Jelinek, Z. Timoransky, H. Piel, F. Chovanec, P. Mozola, and M. Polak. End-winding region configuration of an hts transformer. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, VOL. 12, NO. 1, March 2002.

[41] SuperPower Inc. SuperPower ® 2G HTS Wire Spec Sheet. Fcl application. Technical report, SuperPower Inc., 2012.

[42] Hyoungwoo Lim, Gueesoo Cha, Ji-Kwang Lee, and Kyung-Woo Ryu. Ac losses of pancake winding and solenoidal winding made of ybco wire for superconducting transformers. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, VOL. 17, NO. 2,, 2007.

[43] J. Choi, S. Lee, M. Park, W. Kim, S. Kim, J. Han, H. Lee, and K. Choi. Design of 154 kv class 100 mva 3 phase hts transformer on a common magnetic core. *Elsevier Physica C : Superconductivity*, Vol. 463-465, April 2007.

[44] Koki Omura, Hiroki Kojima, Naoki Hayakawa, Fumihiro Endo, Mathias Noe, and Hitoshi Okubo. Current limiting characteristics of parallel-connected coated conductors gor high-tc superconducting fault current limiting transformer (htc-sfclt). *IEEE Transactions on Applied Superconductivity, VOL 19, NO. 3*, june 2009.

[45] Andrew Lapthorn, Irvin Chew, Pat Bodger, and Wade Enright. An experimental high temperature superconducting transformer : Design, construction and testing, 2010.

[46] H. Okubo, H. Kagawa, and N. Hayakawa. Development of superconducting fault current limiting transformer (sfclt) with the functions of fault current suppression and system stability improvement. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2002.

[47] Naoki Hayakawa, Hiroki Kojima, Masahiro Hanai, and Hitoshi Okubo. Progress in development of superconducting fault current limiting transformer (sfclt). *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2010.

[48] A. Berger, M. Noe, and A. Kudymow. Recovery characteristic of coated conductors for superconducting fault current limiters. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 21(3) :1315 –1318, june 2011.

[49] A. Berger, M. Noe, and A. Kudymow. Test results of 60 kva current limiting transformer with full recovery under load. *IEEE transactions on Magnetics*, august 2010.

[50] H Kojima, S Ito, N Hayakawa, F Endo, M Noe, and H Okubo. Self-recovery characteristics of high-tc superconducting fault current limiting transformer (htc-sfclt) with 2g coated conductors. *IOP, Joural of Physics, European Conference on Applied Superconductivity (EUCAS 2007)*, 2008.

[51] Jack W. Ekin. *Experimental Techniques for Low Temperature Measurements*. OXFORD University Press, 2006.

[52] E. Husain, M. M. Mohsin, A. Masood, M. U. Zuberi, and M. Shahzad Alam. Dielectric behavior of insulating materials under liquid nitrogen. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 9, No. 6, December 2002.

[53] H.Okubo, M.Hikita, H.Goshima, H.Sakakibara, and N.Hayakawa. High voltage insulation performance of cryogenic liquids for superconducting power apparatus. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 11, No. 3, 1996.

[54] Enis Tuncer and Isidor Sauers. Strategic dielectrics r&d for hts and other oe applications, June 28-July 1 2010. DOE Peer Review Alexandria, VA.

[55] Ho-Myung Chang, Yeon Suk Choi, Steven W. Van Sciver, and Kyeong Dal Choi. Cryogenic cooling system of hts transformers by natural convection of subcooled liquid nitrogen. *Elsevier Cryogenics*, Vol. 43, 2003.

[56] C. Hoffmann, N. Strickland, D. Pooke, J. Gannon, B. Carter, and A. Otto. Thermal conductivity of 2g hts wires for current lead applications. *Journal of Physics, IOP Publishing*, Conference Series 234 (EUCAS 09), 2010.

[57] TEMPEL products website. Transformer laminations, 3 phase section - 3P360R6H/0363. dernière consultation le 01/04/2012.

[58] Jean Lévêque. Environnement technologique des systèmes électrotechniques. *Cours de Thermique, Université Henri Poincaré Nancy 1*, Octobre 2008.

[59] Frédéric Sirois, Jonathan Coulombe, and Antoine Bernier. Characterizationof the superconducting to normal transition of hts coated conductors by fast pulsed current measurements. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 19, No. 3, June 2009.

[60] Min Chen, Yunjia J. Yu, Liye Y. Xiao, Qiuliang L. Wang, Wooho Chung, Keeman Kim, and Sungkeun Baang. Magnetic field analysis of hts transformer windings with high currents. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 13, No. 2, June 2003.

[61] Yinshun Wang, Huidong Li, Xiang Zhao, Junjie Han, Liye Xiao, Liangzhen Lin, Ying Guan, Qing Bao, Zhiqin Zhu, Guanghui Lu, Xi Xu, Zikai Wang, Shaotao Dai, and Dong Hui. A single phase model 9 kva high-temperature superconducting power transformer. *IOP Superconductor Science and Technology*, 17, 2004.

[62] Y. S. Wang, X. Zhao, H. D. Li, G. H. Lu, L. Y. Xiao, L. Z. Lin, Y. Guan, Q. Bao, X. Xu, Z. Q. Zhu, Z. K. Wang, S. T. Dai, and D. Hui. Development of solenoid and double pancake windings for a three-phase 26 kva hts transformer. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 14, No. 2, June 2004.

[63] SuperPower Inc. SuperPower ® 2G HTS Wire Spec Sheet. Soldering instructions. Technical report, SuperPower Inc., 2012.

Annexe A : Ruban supraconducteur

SuperPower Inc.

Test Data Report on SP-Ecole Polytechnique-20111122
K13210

SuperPower Inc.

Physical dimension of SF4050-AP 2G HTS wire (SP-Ecole Polytechnique-20111122)

Spool I.D.	Internal Tape I.D.	Length (m)	Width (mm)	Thickness (mm)
20111122	"M3-829-3 BS" 335-360m	25	4.03	.053

SuperPower Inc.

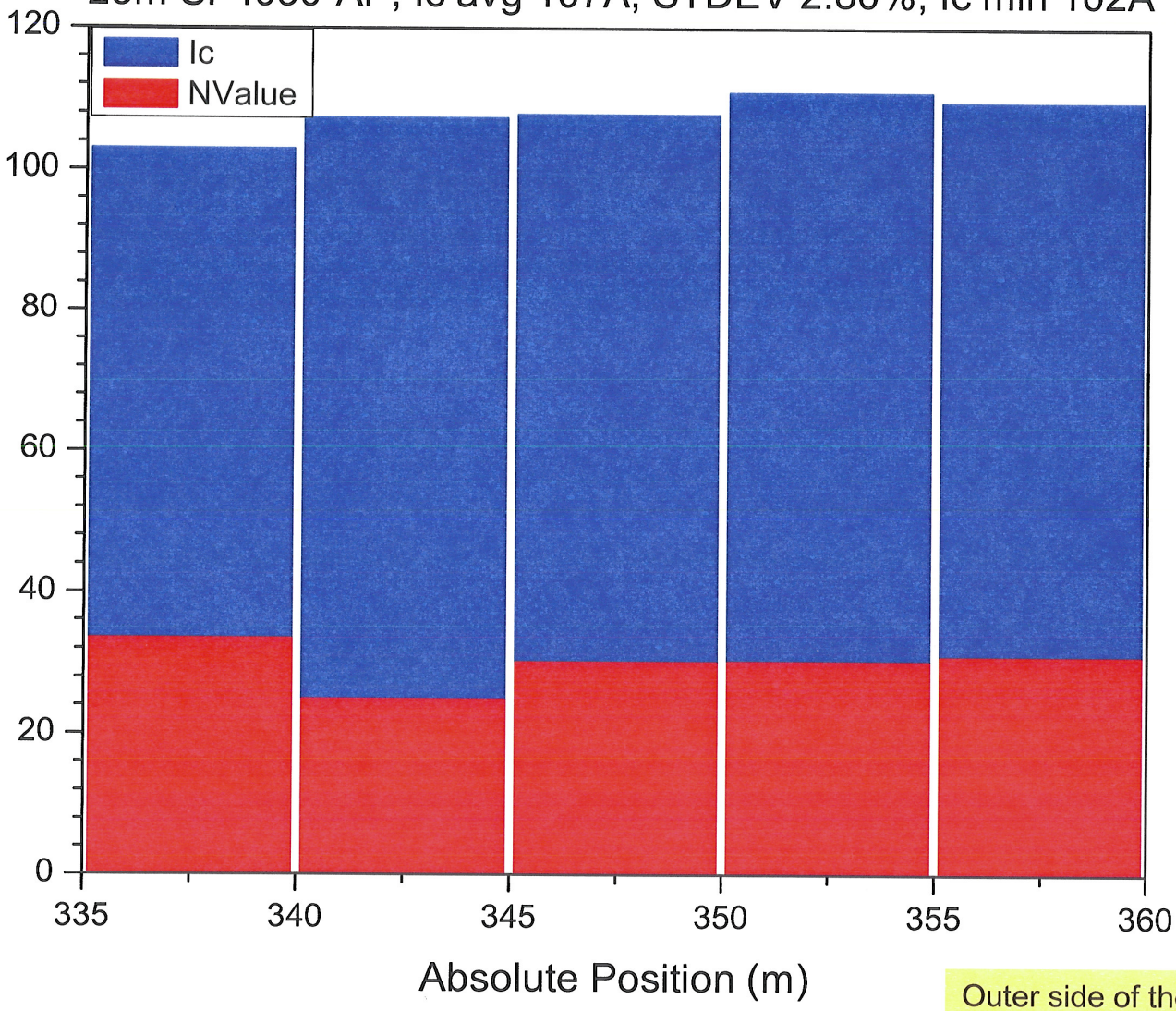
Ic of SF4050-AP 2G HTS wire
(SP-Ecole Polytechnique-20111122)

Spool I.D.	Ic (A) Average	STDEV (%)	Ic (A) Minimum	Packaging Information
20111122	107	2.80	102	*The wire is wound on a spool with HTS side outwards. Internal Tape I.D. is marked on the tape. "360.0" end at the outside of the spool with ~30 c m leader attached.*

Note: I_c was tested at every 5 m with SuperPower's reel-to-reel test rig Ic under voltage criterion of .2μV/cm for SF4050-AP tapes. Ic profiles are provided on the next page.

SuperPower Inc.

SP-HTS "M3-829-3 BS" 335-360m
25m SF4050-AP, Ic avg 107A, STDEV 2.80%, Ic min 102A



Outer side of the spool

MATERIAL SAFETY DATA SHEET

SuperPower, Inc.
450 Duane Avenue
Schenectady, New York 12304
Information: 518-346-1414

IMPORTANT: Read this MSDS before handling and disposing of this product. Pass this information on to employees, customers and eventual end users.

EMERGENCY ASSISTANCE
Call SuperPower, Inc. at: 1-800-459-2519

Date MSDS Issued: June 12, 2007

SECTION I – PRODUCT IDENTIFICATION

Identity: SCS4050, SF12050, SF12100; High Temperature Superconductor Tape

Chemical Family: Metal Alloy

Formula: Each alloy contains nearly identical elements formulated in different concentrations.

SECTION II – HAZARDOUS INGREDIENTS

CONSTITUENT	CAS Number	SCS4050 SCS12050 With Copper Stabilizer (Est. %)	SF12050 SF4050 Without Copper Stabilizer (Est. %)	SF12100 SF4100 Without Copper Stabilizer (Est. %)	OSHA PEL (mg/m^3)	ACGIH TLV (mg/m^3)
Cobalt* (Co)	7440-48-4	1.3	2.3	2.4	0.1	0.02
Chromium* (Cr)	7440-47-3	8.2	15	15	Metal 1 Cr II & III, as Cr 0.5 Cr VI 0.05	Metal and Cr III 0.5 Soluble Cr VI 0.05 Insoluble Cr VI 0.01
Copper* (Cu)	7440-50-8	44	0.5	0.5	Dust 1 Fume 0.1	Dust 1 Fume 0.2
Iron (Fe)	7439-89-6	3	5	5	Fume 10	Fume 5
Manganese (Mn)	7439-96-5	0.5	1	1	5 Ceiling	0.2
Molybdenum (Mo)	7439-98-7	8.2	15	15	5	Insoluble 10 Soluble 5
Nickel* (Ni)	7440-02-0	29	52	55	1	Metal 1.5 Insoluble Compounds 0.2

SuperPower Inc.

SECTION II – HAZARDOUS INGREDIENTS (Continued)

CONSTITUENT	CAS Number	SCS4050 SCS12050 With Copper Stabilizer (Est. %)	SF12050 SF4050 Without Copper Stabilizer (Est. %)	SF12100 SF4100 Without Copper Stabilizer (Est. %)	OSHA PEL (mg/m^3)	ACGIH TLV (mg/m^3)
Silicon (Si)	7440-21-3	0.1	0.1	0.1	Total 15 Respirable 5	Total 10 Respirable 3
Silver* (Ag)	7440-22-4	4.3	6.3	3.3	0.02	0.1
Tungsten (W)	7440-33-7	2	4	4	Total 15 Respirable 5	5 10 STEL
Vanadium (V)	7440-62-2	0.2	0.3	0.3	Respirable 0.5 Ceiling Fume 0.1 Ceiling	 0.01
REBCO(1)	None See Note Below	1	2	1	None Determined	None Determined

*Identifies substances that are subject to the requirements of Section 313 of Title III of Superfund Amendments and Reauthorization Act of 1986 and 40 CFR Part 372.

(1) REBCO, "Rare Earth" elements with Barium Copper Oxide. RE elements include the following metals: Europium (CAS 15522-71-1), Dysprosium (CAS 15522-69-7), and Gadolinium (CAS 14768-15-1), Yttrium (7440-65-5), Samarium (7440-19-9)

SECTION III – PHYSICAL DATA

	SCS4050 SCS12050	SF4050 SF12050	SF4100 SF12100
Color:	Copper Color	Silver Color	Silver Color
Physical State:	Solid	Solid	Solid
Melting point (°F):	Not Applicable	Not Applicable	Not Applicable
Specific Gravity (H_2O=1):	Not Applicable	Not Applicable	Not Applicable
Solubility in Water:	Not Applicable	Not Applicable	Not Applicable
Evaporation Rate:	Not Applicable	Not Applicable	Not Applicable
% Volatiles by Volume	Not Applicable	Not Applicable	Not Applicable
pH	Not Applicable	Not Applicable	Not Applicable

SuperPower Inc.

SECTION IV – FIRE AND EXPLOSION HAZARD DATA

Flash Point (Method Used):	Not Applicable
Extinguishing Media:	Dry Sand, Metal Extinguishing Powders or other class "D" extinguishing media.
Special Fire Fighting Procedures:	Use NIOSH/MSHA approved self-contained breathing apparatus and full protective clothing if involved in fire.
Hazardous Bi-products	Various metal oxides if metal reaches melting point.
Unusual Fire and Explosion Hazards:	None Anticipated

SECTION V – HEALTH HAZARD DATA

Metallic product poses little or no immediate hazard in solid form. Potential exposure to elements listed in Section II is increased if material is melted, cast, pickled, chemically cleaned, heat treated, cut, welded, ground, sanded, polished, milled, crushed, or otherwise heated or abraded in a manor that liberates particulate. Exposure may also occur during repair or maintenance activities on contaminated equipment used during secondary manufacturing. Hands, gloves, and clothing contaminated by particulate can be transferred to the breathing zone and inhaled if proper hygiene practices are not followed.

Route(s) of Entry (Solid Form):

Inhalation:	Not Likely In Solid Form
Ingestion:	Not Likely In Solid Form
Skin:	Some metals can cause irritation or allergic dermatitis to sensitive individuals when exposed to chromium, nickel, tungsten, or vanadium.

Route(s) of Entry (Dust and Fume):

Inhalation:	Likely If Airborne
Ingestion:	Possible Due to Cross Contamination
Skin:	Some metals can cause irritation or allergic dermatitis to sensitive individuals if exposed to chromium, copper, cobalt, nickel, vanadium, or their oxide forms.

Exposure Hazards:
Exposure to metal dusts and/or fumes may cause irritation to the eyes, skin or respiratory tract. Some metals may also act as an allergen causing dermatitis to exposed skin.

Emergency and First Aid Procedures:

Skin:	Flush thoroughly with water.
Eyes:	Flush with water, call physician.
Ingestion:	Induce vomiting in a conscious person, call physician.
Inhalation:	Remove victim to fresh air, call physician.
Carcinogenicity:	**NTP**[1] has classified Hexavalent Chromium and Nickel Compounds as Known Carcinogens. NTP has classified Nickel Metal as a Reasonably Anticipated Carcinogen. **IARC**[2] has listed Hexavalent Chromium as a Group I carcinogen. IARC has also listed Cobalt and Nickel as a Group 2B compound, possibly carcinogenic to humans. **The State of California**[3] lists Hexavalent Chromium, Cobalt (metal powder and [II] oxide) and Nickel as carcinogenic.

1 National Toxicology Program
2 International Agency for Research on Cancer
3. California Proposition 65 List of Chemicals Known to Cause Cancer or Reproductive Toxicity

Note: Alloy tape products sold by SuperPower, Inc. are in solid form and as such present no significant health hazard in their original form. Secondary processing activities performed on the materials could potentially liberate dust and/or fumes that may result in increased risk of exposure.

SECTION VI – REACTIVITY DATA

Stability:	Stable
Incompatibility (Materials to Avoid):	May react with some acids and caustic solutions to produce hydrogen gas. Avoid liberation of airborne dust that can be explosive.
Hazardous Decomposition Products:	None under normal conditions of use. At temperatures above the melting point metallic oxide fumes may be evolved.
Hazardous Polymerization:	Will not occur.

SECTION VII – SPILL OR LEAK PROCEDURES

No special clean-up procedures necessary if material remains in solid form. Dusts generated from secondary processing of alloy tapes may present an exposure hazard. Clean-up procedures that minimize exposure to airborne particulate are recommended. Vacuuming of dust with a high efficiency particulate air (HEPA) filtered system is preferred. Do not use compressed air for cleaning. Place waste material in properly labelled closed waste container for appropriate disposal. Use appropriate approved respiratory protection if possible dust and/or fume exposure exists.

Steps to be Taken in Event Material is Released or Spilled:
No special cleanup precautions necessary if material is released in original form.

Waste Disposal Method:	Copper and other precious metals are normally collected to recover value. Should waste disposal be deemed necessary, follow Federal, State and Local regulations as necessary.

SECTION VIII – SPECIAL PERSONAL PROTECTION INFORMATION

Respiratory Protection:	Grinding, cutting or welding operations performed on base alloy tapes could generate airborne dust and fume. If local exhaust ventilation is proven ineffective, use NIOSH approved respirator appropriate for condition of use.
Ventilation:	Use local exhaust ventilation to control airborne dust/fume emissions below recommended limits shown in Section II.
Engineering Controls:	Use adequate ventilation to keep dust and/or fume concentrations below the occupational exposure limits shown in Section II.
Eye Protection:	Safety glasses when risk of eye injury exists.
Skin Protection:	Gloves to protect against possible cuts and abrasions during handling. Coveralls when dusts/fumes from secondary processing or cleaning activities is expected.

SuperPower Inc.

SECTION IX – SPECIAL PRECAUTIONS

Precautions to be Taken in Handling and Storing:

Good housekeeping must be practiced during storage, transfer, handling and use to avoid excess dust release. Good personal hygiene procedures should be observed at all times.

SECTION X – TOXICOLOGICAL INFORMATION

These products have not been evaluated in whole for potential toxicity.

SECTION XI – ECOLOGICAL INFORMATION

This product can be recycled.

SECTION XII – DISPOSAL CONSIDERATIONS

When recycled, this material is not classified as hazardous waste under federal law. Unused material and/or particulate should be sealed inside two plastic bags, placed in a DOT approved container, and labeled appropriately.

When product is declared a solid waste (i.e., can not be recycled), materials must be properly labeled, managed and disposed of in accordance with federal, state and local requirements. These products contain metals regulated under RCRA (See Section II).

SECTION XIII – TRANSPORT INFORMATION

There are no U.S. Department of Transportation hazardous material regulations that apply to packaging or labeling of these materials as shipped by SuperPower, Inc.

SECTION XIV – REGULATORY INFORMATION

SARA TITLE III REPORTING REQUIREMENTS:

These products are reportable under the Section 313 category of Compounds and/or Mixtures for SARA TITLE III. These mixtures contain one or more of the following reportable constituents: Cobalt, Copper, Chromium, Manganese, Nickel, and Silver. Additional information regarding SARA reportable requirements by calling the EPA SARA Title III Hotline at 1-800-535-0202.

DISCLAIMER OF LIABILITY

The information contained in this MSDS was obtained from sources believe reliable upon the date issued. SuperPower, Inc. however does not warrant or guarantee their accuracy or reliability, and SuperPower, Inc. shall not be liable for any loss or damage arising out of the user thereof. The information and recommendations are offered for the user's consideration and examination, and it is the user's responsibility to satisfy itself that they are suitable and complete for its particular use.

Annexe B : Circuit magnétique

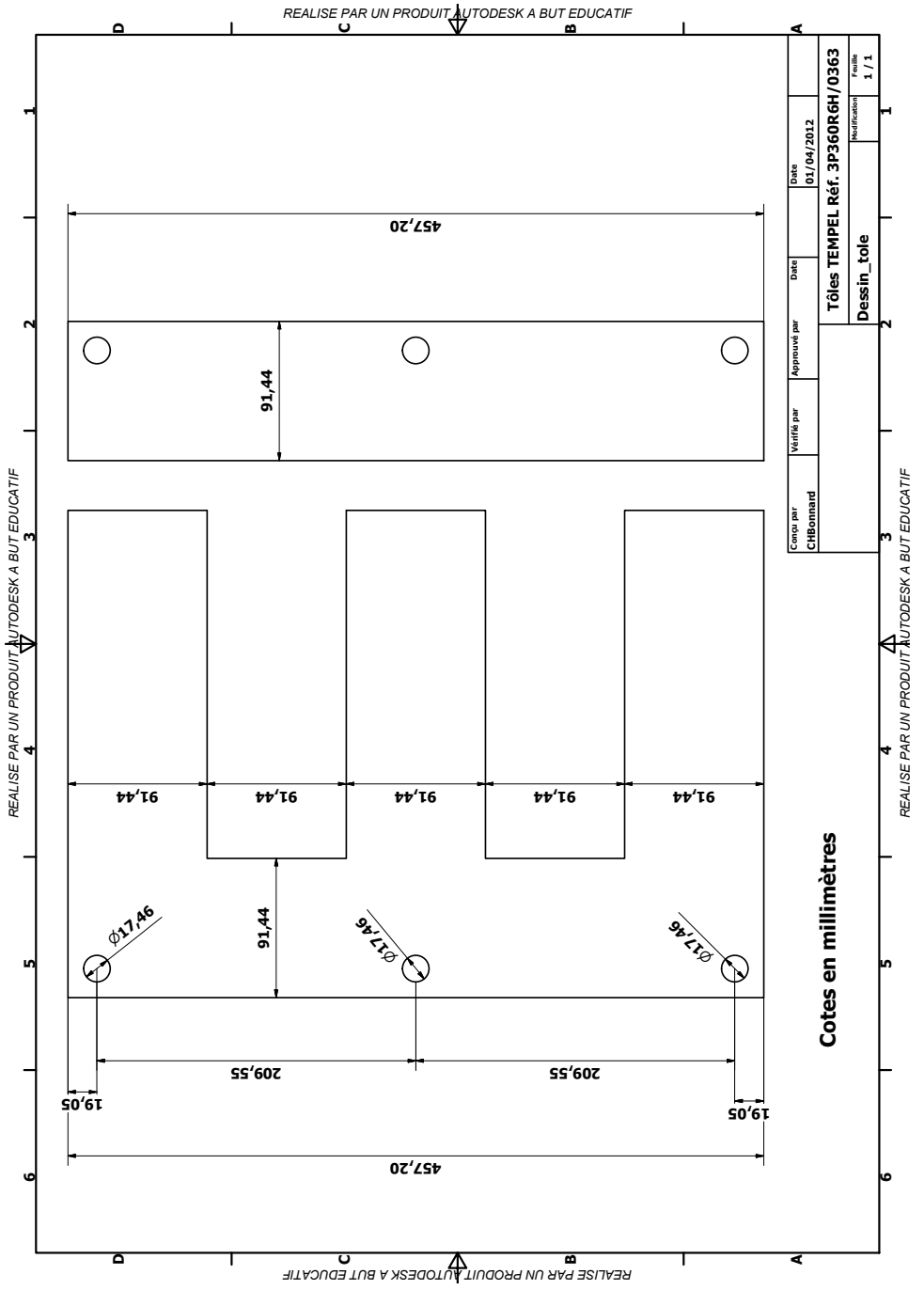


Figure B.1: Dessin des tôles du circuit magnétiques E-I du transformateur. Basé sur les données de TEMPEL, manufacturier des tôles ferromagnétiques de notre noyau [57].

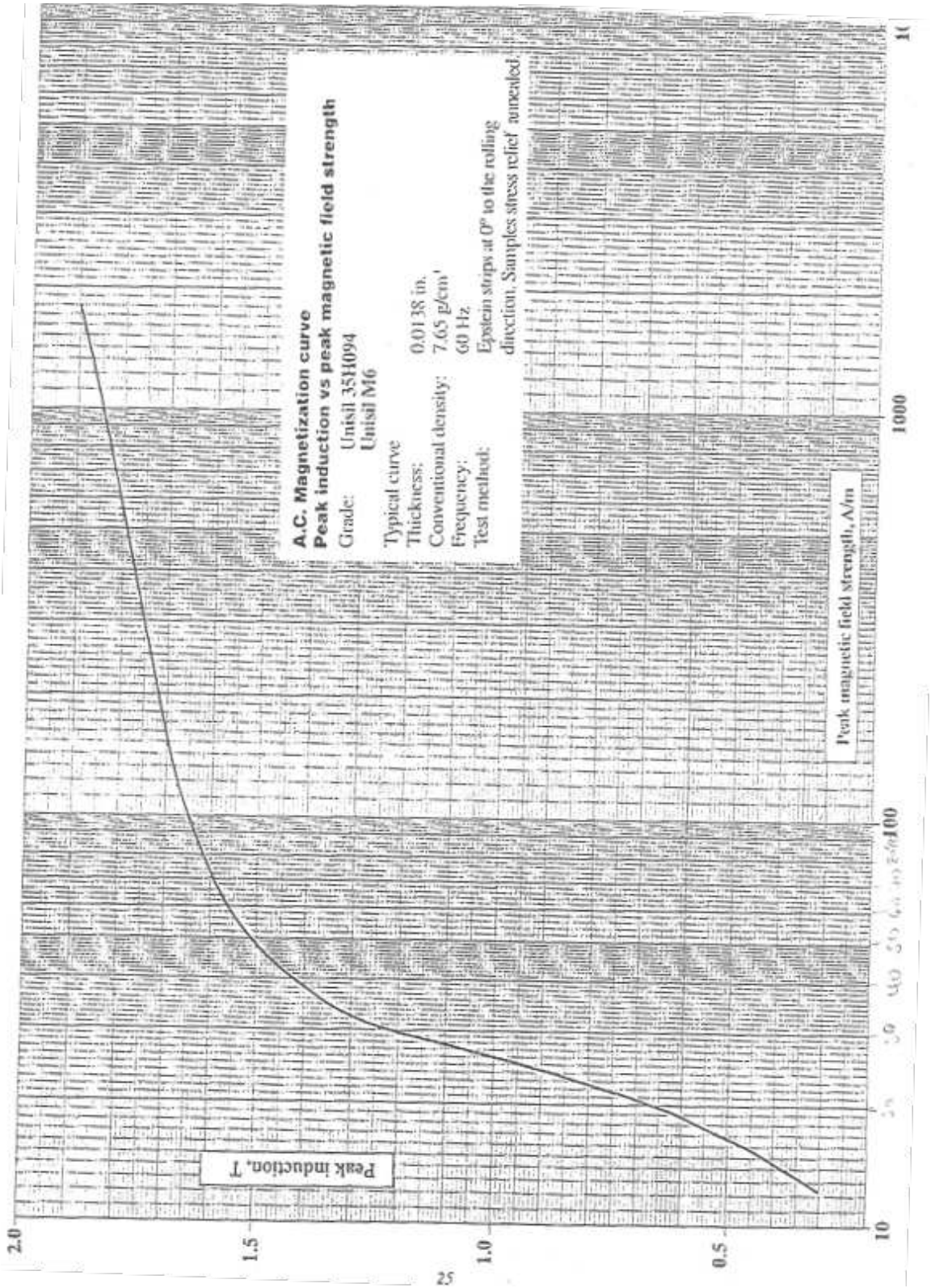


Figure B.2: Courbe $B(H)$ fourni par TEMPEL, manufacturier des tôles ferromagnétiques de notre noyau [57].

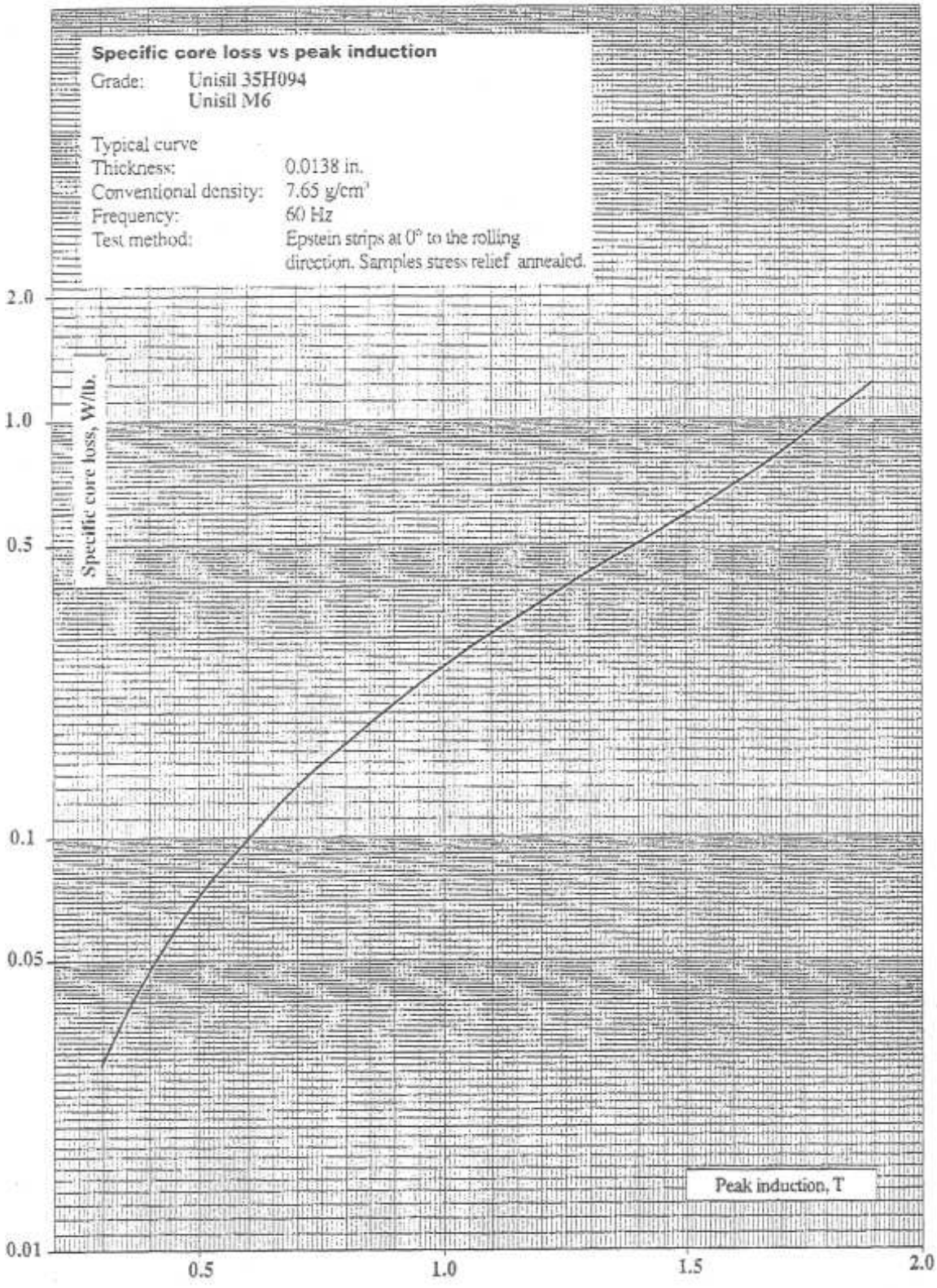


Figure B.3: Courbe de pertes dans le fer fourni par TEMPEL, manufacturier des tôles ferromagnétiques de notre noyau [57].

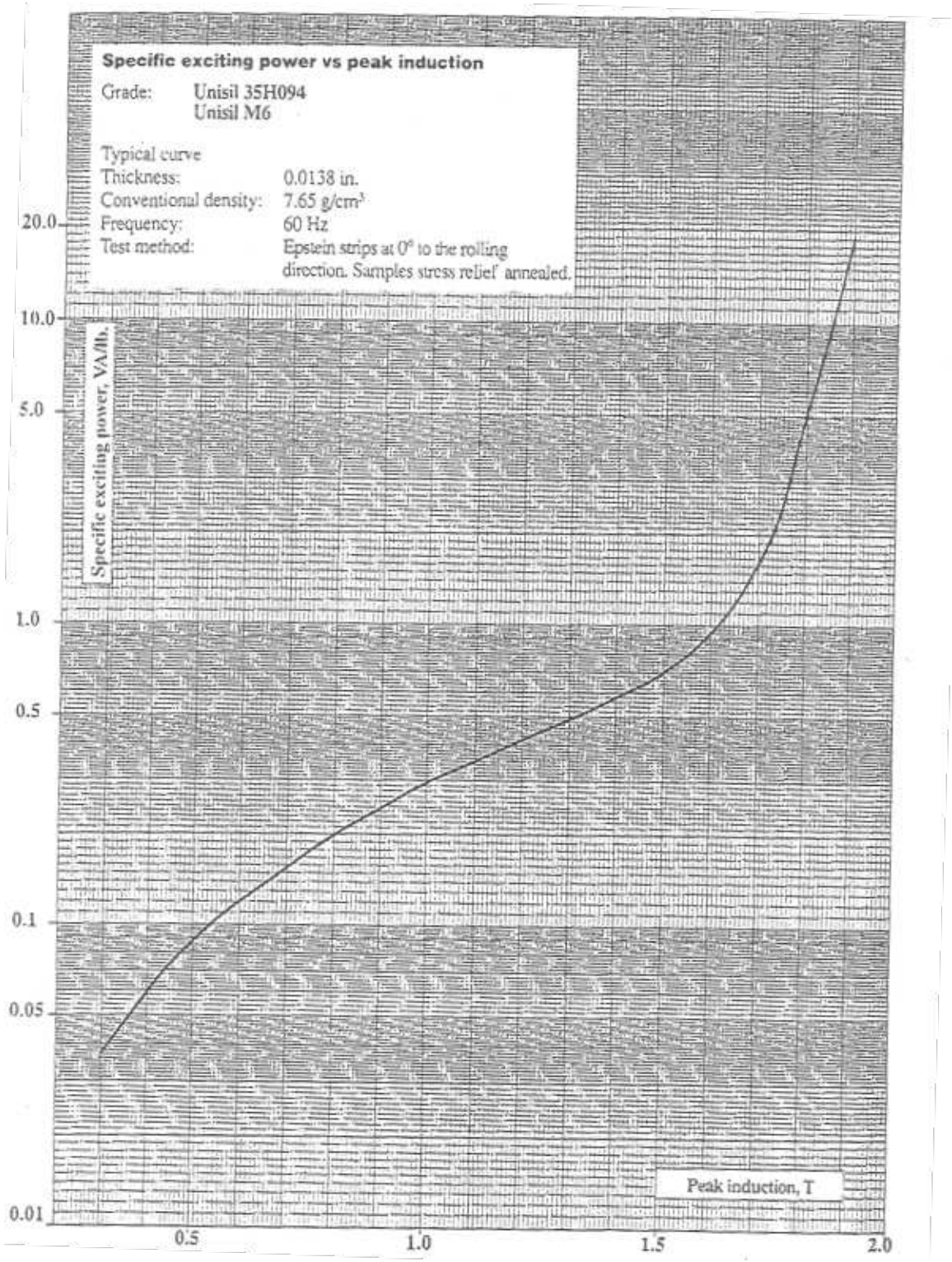


Figure B.4: Courbe évaluant la puissance de magnétisation nécessaire fourni par TEMPEL, manufacturier des tôles ferromagnétiques de notre noyau [57].

Annexe C : Flux de fuite du transformateur

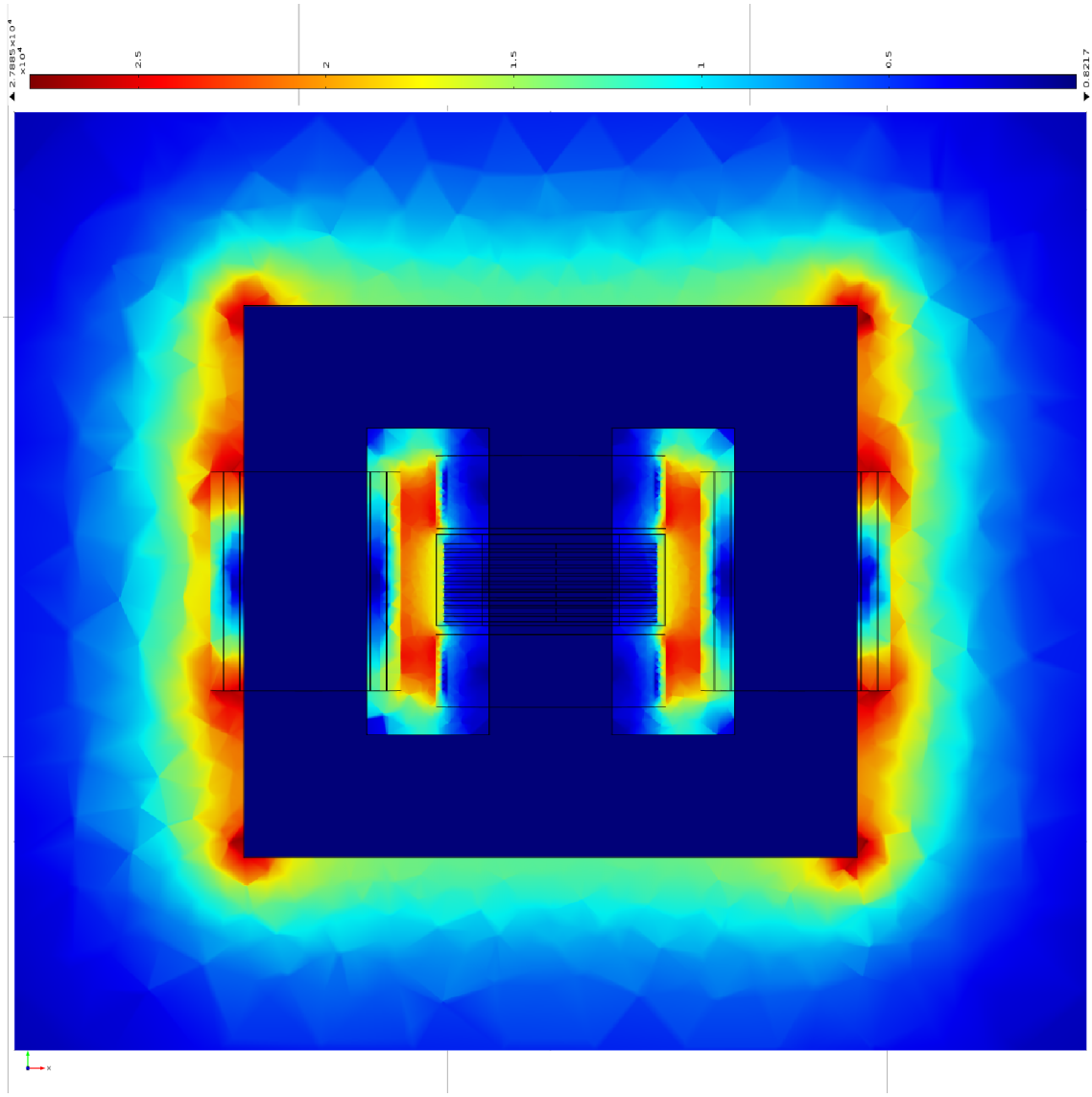


Figure C.1: Vue en coupe de la répartition du champ magnétique dans le transformateur.

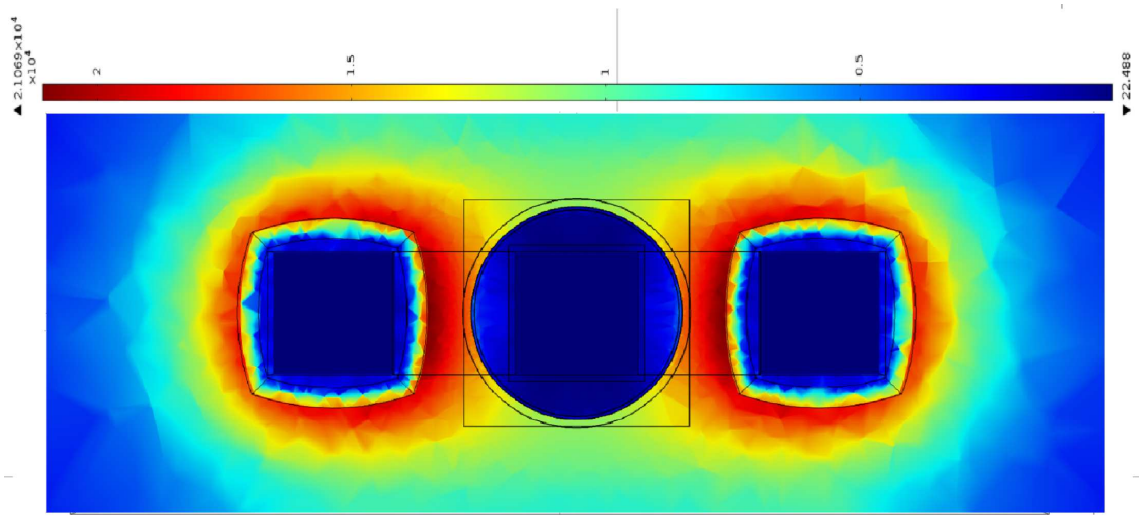


Figure C.2: Vue en coupe de la répartition du champ magnétique dans le transformateur.