



HAL
open science

Contribution à l'étude des transformateurs supraconducteurs

Valentin Donnier-Valentin

► **To cite this version:**

Valentin Donnier-Valentin. Contribution à l'étude des transformateurs supraconducteurs. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2001. Français. NNT : . tel-00597717

HAL Id: tel-00597717

<https://theses.hal.science/tel-00597717v1>

Submitted on 1 Jun 2011

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

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

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INPG

Spécialité : Génie Electrique

préparée au **Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble**
et au **Centre de Recherches sur les Très Basses Températures**

dans le cadre de

l'Ecole Doctorale Electronique Electrotechnique Automatique Télécommunications Signal

présentée et soutenue publiquement

par

Guillaume Donnier-Valentin

le 6 Septembre 2001

Titre :

Contributions à l'étude des transformateurs supraconducteurs
et pertes AC

—————
Directeur de Thèse :

Pascal TIXADOR

—————
JURY

M. Jean-Luc DUCHATEAU
M. Jean Pascal CAMBRONNE
M. Bernard MULTON
M. Pascal TIXADOR
M. Marie Françoise DEVISMES
M. Bertrand DUTOIT

, Président
, Rapporteur
, Rapporteur
, Directeur de thèse
, Examineur
, Examineur

"Si le problème a une solution,
il ne sert à rien de s'inquiéter.
Mais si il n'en a pas,
alors s'inquiéter ne change rien"

Proverbe tibétain

"La théorie, c'est quand on sait tout
et que rien ne fonctionne.
La pratique c'est quand tout fonctionne
et que personne ne sait pourquoi"

Albert Einstein

Remerciements

Je tiens à remercier tout particulièrement les membres de mon jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail :

Monsieur Jean-Luc DUCHATEAU, Ingénieur CEA pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury,

Messieurs Jean Pascal CAMBRONNE, Professeur à l'Université Paul Sabatier et Bernard MULTON, Professeur à l'ENS Cachan Antenne de Bretagne pour avoir été les rapporteurs de ce travail et pour leurs nombreuses remarques,

Madame Marie Françoise DEVISMES, Ingénieur Schneider Electric et Monsieur Bertrand DUTOIT, Professeur à l'EPFL pour avoir accepté de participer à ce jury.

Je tiens aussi à remercier Messieurs Bernard HEBRAL directeur du Centre de Recherche sur les Très Basses Températures et Jean Pierre ROGNON directeur du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble pour leur accueil au sein de leur laboratoire respectif.

Ce travail n'aurait pas pu être mené à bien sans l'aide précieuse d'un grand nombre de personnes. Aussi, j'adresse tous mes remerciements à :

- mon directeur de thèse, Pascal TIXADOR, pour son encadrement actif, sa disponibilité, le partage de ses compétences ainsi que pour son aide, ses nombreuses corrections et remarques lors de la rédaction de ce mémoire.

- Emmanuel VINOT avec qui la plupart des mesures et les calculs analytiques de pertes ont été réalisés.

- Didier BUZON, Laureline PORCAR, Isabela KLUTSCH Anthony ERRAUD, Olivier BELMOND et Eric FLOCH pour les nombreuses discussions, leur aide, leurs conseils et leur soutien durant ces trois années.

- Les nombreux stagiaires, Damien, Jean-Marc, Christophe, Vincent, Régis, Sébastien et plus particulièrement Antoine LYONNARD, pour leur contribution à la bonne humeur générale, pour leur gentillesse et leur soutien.

- L'ensemble des techniciens du CRTBT et du LEG pour leur disponibilité, leur aide, leurs conseils, leur savoir faire lors de réalisations plus expérimentales

Dans ce cadre je tiens à remercier plus particulièrement Alain BOULBES pour m'avoir fait partager ses compétences en matière de collage, bobinages... Christian GIANESE,

Remerciements

pour les dessins de pièces réalisés et les devis demandés au cours de cette thèse, Lionel GERMANI pour les réalisations techniques (assemblages).

- Jean-Louis BRET pour son aide à éliminer le bruit lors des délicates mesures de pertes.
- Christian REY et Marc DELEGLISE du SERAS pour les dessins techniques et calculs mécaniques qu'ils ont réalisés sur l'ensemble de la structure.
- Thierry TROLLIER de la société Air Liquide avec qui nous avons eu de nombreux échanges sur les aspects thermiques et mécaniques du projet.
- L'ensemble des secrétaires qui ont toujours su répondre aux divers problèmes administratifs avec le sourire.
- Les personnes du CRETA avec qui nous avons pu débattre de nombreux sujets notamment Catherine VILLARD, Eglantine MEUNIER, Christophe PEROZ, pour les questions relatives aux couches minces.
- Tous les thésards, et toutes les personnes qui ont contribué à rendre ces trois années aussi courtes, intéressantes et enrichissantes.

Enfin, je remercie mes parents, ma sœur, isabelle et mes amis pour leur soutien et leur aide durant cette période de thèse.

Sommaire

NOMENCLATURE.....	11
ABRÉVIATIONS.....	13
PRÉFACE.....	15

Chapitre I

INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	17
I.1 INTRODUCTION GÉNÉRALE SUR LES SUPRACONDUCTEURS.....	17
1.1.1 Historique des supraconducteurs.....	17
1.1.1.a Les supraconducteurs BTC.....	17
1.1.1.b Les supraconducteurs HTC.....	18
1.1.2 Grandeurs critiques.....	22
1.1.3 L'origine des pertes dans les matériaux supraconducteurs HTC.....	22
1.1.4 La courbe $E(J)$	23
1.1.5 Les modèles des supraconducteurs.....	24
1.1.5.a Le modèle de l'état critique et le modèle de Bean.....	25
1.1.5.b Loi en puissance.....	26
1.1.6 Les applications potentielles ou réelles des supraconducteurs.....	27
1.1.6.a En électronique.....	27
1.1.6.b Lévitiation.....	27
1.1.6.c La recherche autour des grands instruments.....	28
1.1.6.d En électrotechnique.....	28
I.2 LES TRANSFORMATEURS SUPRACONDUCTEURS.....	30
1.2.1 Introduction, rappels.....	30
1.2.1.a Les transformateurs conventionnels (rappels électriques).....	32
1.2.1.a.i L'impédance de court-circuit.....	32
1.2.1.a.ii L'impédance magnétisante.....	32
1.2.1.a.iii Relation courant primaire, courant secondaire.....	33
1.2.1.a.iv Relation tension primaire, tension secondaire.....	33
1.2.1.b La technologie supraconductrice.....	34
1.2.1.c Les transformateurs sans circuit magnétique.....	35
1.2.2 Historique des transformateurs supraconducteurs.....	36
1.2.2.a Les études sur les transformateurs BTC.....	36
1.2.2.b Les études sur les transformateurs HTC.....	38
1.2.2.b.i Les trois principaux projets.....	38
1.2.2.b.ii Les autres développements, différentes technologies.....	40
1.2.3 Les marchés potentiels et perspectives.....	41
1.2.4 Conclusions.....	42
I.3 LE PROJET EUROPÉEN "READY".....	44
1.3.1 Cadre, contexte.....	44
1.3.2 Objectifs.....	45
1.3.2.a Le supraconducteur YBaCuO.....	45
1.3.2.b Le transformateur.....	45
I.4 LES CONDUCTEURS SUPRACONDUCTEURS HTC.....	47

1.4.1	Généralités.....	47
1.4.2	Les supraconducteurs à base de bismuth.....	49
1.4.2.a	Le procédé de fabrication.....	49
1.4.2.a.i	Les fils PIT.....	49
1.4.2.a.ii	Les bobinages.....	51
1.4.2.a.iii	Structure plus isotrope de certains conducteurs.....	51
1.4.2.b	Les deux principaux composés HTC au bismuth utilisés.....	52
1.4.2.c	Aspect économique.....	52
1.4.2.d	Caractéristiques techniques actuelles.....	53
1.4.2.d.i	Performance technique des conducteurs Bi-2223 (chiffres A.S.C.).....	53
1.4.2.d.ii	Tenue mécanique.....	54
1.4.2.e	Perspectives futures pour une utilisation de ces conducteurs en courant alternatif.....	55
1.4.3	Les conducteurs HTC déposés.....	55
1.4.3.a	Structure générale.....	55
1.4.3.b	Propriétés, texturation et couche tampon.....	56
1.4.3.c	Procédés de fabrication.....	57
1.4.3.c.i	Réalisation des substrats.....	57
1.4.3.c.ii	Description du procédé RABiTS.....	58
1.4.3.c.iii	La méthode IBAD.....	59
1.4.3.c.iv	Les techniques de déposition de l'YBaCuO.....	59
1.4.3.d	Conclusion.....	60
I.5	BIBLIOGRAPHIE.....	62

Chapitre II

LES PERTES DANS LES MATÉRIAUX SUPRACONDUCTEURS HTC.....	67
II.1 LA COURBE E(J).....	67
11.1.1 Les pertes résistives.....	67
11.1.2 Les pertes AC.....	69
II.2 LES MODÈLES DE PERTES AC.....	70
11.2.1 Modèle numérique sous Flux 3D.....	70
11.2.2 Les modèles analytiques, méthodologie de calcul.....	70
II.3 LES PERTES PAR HYSTÉRÉSIS DANS UN SUPRACONDUCTEUR.....	72
11.3.1 Les pertes en champ propre.....	72
11.3.1.a Cas d'une plaque infinie.....	72
11.3.1.b W. T. Norris.....	73
11.3.2 Les pertes en champ extérieur.....	74
II.4 MATRICE, COUPLAGE - DÉCOUPLAGE DES FILAMENTS, PERTES PAR COUPLAGE (FILS PIT).....	76
11.4.1 Phénomène et longueur critique.....	76
11.4.1.a Théorie.....	76
11.4.1.a.i Rubans avec filaments couplés.....	76
11.4.1.a.ii Ruban avec filaments découplés.....	78
11.4.1.b Sous flux3D.....	78
11.4.1.b.i Fréquence de 20000 Hz ; $f \gg f_c$ (filaments couplés).....	79
11.4.1.b.ii Fréquence de 50 Hz ; $f \ll f_c$ (filaments découplés).....	80
11.4.2 Pertes classiques par courants de Foucault.....	81
11.4.3 Pertes par courants de couplage, filaments non torsadés.....	82
11.4.4 Pertes par courants de couplage, filaments torsadés.....	82
11.4.4.a Expression de pertes, constante de temps et facteur de forme (n).....	83
11.4.4.b Constante de temps τ et facteur de forme (n).....	85
11.4.4.c Calcul des résistivités effectives parallèles et transverses.....	85

II.4.4.c.i	Calcul sans barrières résistives.....	86
(i)	Résistivité effective parallèle.....	86
(ii)	Résistivité effective perpendiculaire.....	86
II.4.4.c.ii	Calcul avec barrières résistives.....	87
(i)	Résistivité effective parallèle.....	87
(ii)	Résistivité effective perpendiculaire.....	87
II.4.4.d	Récapitulatif des pertes de couplages dans un fil PIT torsadé.....	88
II.4.4.d.i	Exemple numérique de calcul sur le fil suivant.....	88
II.5	RÉCAPITULATIF DES PERTES DANS UN COMPOSITE SUPRACONDUCTEUR.....	89
II.6	APPLICATION AU TRANSFORMATEUR.....	92
II.6.1	<i>W. J. Carr</i>	92
II.6.2	<i>Modèle cylindrique</i>	94
II.6.2.a.i	Résultat pour une bobine monocouche.....	95
II.7	MESURES DES PERTES DANS LES SUPRACONDUCTEURS.....	96
II.7.1	<i>Les méthodes calorimétriques</i>	96
II.7.2	<i>La méthode électrique</i>	96
II.7.2.a	Problématique.....	97
II.7.2.b	Schéma et principe du montage de mesure de pertes.....	97
II.7.2.c	Points délicats de la mesure.....	99
II.7.2.d	Application aux rubans PIT non torsadés.....	103
II.7.2.d.i	Pertes en champ propre.....	103
(i)	Comparaison mesures, simulation et formules de Norris.....	103
(ii)	Pertes en fonction de la fréquence.....	104
II.7.2.d.ii	Pertes d'une bobine.....	105
(i)	Mesures réalisées sur la bobine intérieure.....	105
(ii)	Mesures réalisées sur les 2 couches alimentées en série.....	107
(iii)	Effet du champ transverse.....	107
II.7.2.e	Application à un méandre YBaCuO.....	108
II.7.2.e.i	Mesures expérimentales.....	108
II.7.2.e.ii	Modélisation.....	110
II.8	CONCLUSION.....	112
II.9	BIBLIOGRAPHIE.....	113

Chapitre III

TRANSFORMATEUR SUPRACONDUCTEUR HAUTE TEMPÉRATURE CRITIQUE 41 KVA, PROJET READY.....	115
III.1 INTRODUCTION.....	115
III.1.1 <i>Rappel du cahier des charges</i>	115
III.1.2 <i>Choix technologiques</i>	116
III.1.2.a Le circuit magnétique.....	116
III.1.2.b Fluide réfrigérant : azote liquide ou hélium gazeux.....	117
III.1.2.c Structure et caractéristiques générales du transformateur.....	118
III.2 MATÉRIAUX MAGNÉTIQUES.....	119
III.2.1 <i>Mesures des pertes fer</i>	119
III.2.2 <i>Les matériaux amorphes</i>	120
III.2.2.a Matériaux amorphes Microlite.....	121
III.2.2.b Matériaux amorphes Magnaperm.....	121
III.2.2.c Matériaux amorphes Powerlite.....	121
III.2.3 <i>Les matériaux ferromagnétiques Nanocristallins</i>	122
III.2.4 <i>Le Fe-Ni</i>	123
III.2.5 <i>Le Fe-Si</i>	124

III.2.6	<i>Récapitulatif et conclusions</i>	126
III.2.7	<i>Les pertes fer dans le substrat Nickel du conducteur secondaire</i>	127
III.3	ETUDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE.....	129
III.3.1	<i>Dimensionnement de la structure générale du transformateur</i>	129
III.3.1.a	Résultats sur la structure générale.....	131
III.3.1.b	Bobinages.....	132
III.3.1.c	Nombre de gradins du circuit magnétique.....	134
III.3.1.d	Circuit magnétique test.....	134
III.3.2	<i>Simulations sous flux2D</i>	136
III.3.2.a	Profil d'induction et champ transverse.....	136
III.3.2.b	Impédance de court-circuit.....	137
III.3.3	<i>Le courant d'enclenchement</i>	138
III.3.4	<i>Mesures sur le fil PIT du primaire de READY (enclenchement, surintensité)</i>	140
III.3.4.a	Mesures de courant critique (dc).....	140
III.3.4.b	Mesures sous courant d'enclenchement.....	141
III.3.4.b.i	Résultats obtenus sur les rubans PIT BICC dans l'azote liquide à 77 K.....	141
III.3.4.b.ii	Résultats obtenus sur les rubans PIT de NST dans l'azote liquide et l'hélium gazeux à 77 K.....	142
III.3.4.c	Résistivité des rubans à l'état normal (300K).....	143
III.3.4.d	Essai de régime permanent au-dessus du courant critique.....	144
III.3.4.d.i	Régime stable.....	144
III.3.4.d.ii	Emballement.....	146
III.3.4.e	Conclusions.....	147
III.3.5	<i>Les amenées de courant</i>	148
III.3.6	<i>Résultats du dimensionnement électromagnétique</i>	150
III.3.6.a	Pertes totales du transformateur de READY (77K).....	152
III.3.7	<i>Conclusion</i>	152
III.4	ETUDE THERMIQUE.....	153
III.4.1	<i>Les simulations</i>	153
III.4.1.a	Modélisation axisymétrique.....	154
III.4.1.a.i	Thermique évolutif.....	155
III.4.1.a.ii	Thermique permanent.....	156
III.4.1.b	Modélisation "plan".....	158
III.4.1.b.i	Thermique évolutif.....	159
III.4.1.b.ii	Thermique permanent.....	160
III.4.1.b.iii	La température à l'intérieur de la fenêtre du transformateur.....	162
III.4.1.b.iv	Calcul théorique de l'élévation de température dans le circuit magnétique.....	163
III.4.1.c	Conclusion.....	163
III.4.2	<i>L'expérimentation</i>	164
III.4.2.a	Mise en froid.....	164
III.4.2.b	Régime permanent, détermination des résistances thermiques.....	165
III.4.2.c	Conclusion.....	167
III.4.3	<i>Conclusions</i>	167
III.5	LE CRYORÉFRIGÉRATEUR.....	168
III.5.1	<i>Principe de fonctionnement</i>	168
III.5.2	<i>Caractéristiques</i>	169
III.6	INFLUENCE DE LA TEMPÉRATURE ET ALIMENTATION SOUS TENSION RÉDUITE.....	170
III.6.1	<i>Évolution des pertes en fonction de la température</i>	170
III.6.1.a	Dans les enroulements supraconducteurs.....	170
III.6.1.b	Dans une amenée de courant en laiton entre 50 et 300 K.....	171
III.6.2	<i>Alimentation sous tension réduite</i>	173
III.6.2.a	Pertes totales du transformateur en fonction de la tension d'alimentation (alimentation à puissance réduite).....	173
III.6.2.b	Calcul de la longueur idéale des amenées de courant (READY).....	177

III.7	DESSINS DE L'ENSEMBLE DE LA STRUCTURE.....	178
III.7.1	<i>Description de la structure</i>	178
III.7.2	<i>Les tubes de liaison avec l'extérieur</i>	179
III.7.3	<i>Les pertes du cryostat</i>	181
III.7.4	<i>Schéma détaillé</i>	181
III.8	CONCLUSIONS.....	183
III.9	BIBLIOGRAPHIE.....	184

Chapitre IV

EXTRAPOLATION AUX TRANSFORMATEURS TRIPHASÉS DE 30 MVA.....		187
IV.1	CAHIER DES CHARGES.....	187
IV.2	COMPOSITION D'UN CONDUCTEUR.....	188
IV.3	CARACTÉRISTIQUES DES CONDUCTEURS UNITAIRES UTILISÉS.....	189
IV.4	MÉTHODOLOGIE DE CALCUL DE LA STRUCTURE DU TRANSFORMATEUR.....	189
IV.5	TRANSFORMATEURS 30 MVA ENTIÈREMENT YBACuO.....	190
IV.5.1	<i>Circuit magnétique froid</i>	190
IV.5.1.a	Résultats.....	191
IV.5.1.a.i	Les pertes dans le substrat en champ transverse.....	192
IV.5.2	<i>Circuit magnétique chaud</i>	193
IV.5.2.a	Résultats.....	193
IV.6	TRANSFORMATEURS PIT.....	195
IV.6.1	<i>Transformateurs à rubans PIT non twistés</i>	196
IV.6.2	<i>Transformateurs à rubans PIT twistés</i>	197
IV.6.2.a	Transformateurs sans barrières résistives entre les filaments.....	198
IV.6.2.b	Transformateurs avec barrières résistives entre les filaments.....	199
IV.7	COMPARAISON ET RÉCAPITULATIF.....	201
IV.8	CONCLUSIONS.....	203
IV.9	BIBLIOGRAPHIE.....	205
CONCLUSION GÉNÉRALE.....		207

Annexe

PERTES DANS UN CYLINDRE SUPRACONDUCTEUR.....		211
1.1	INTRODUCTION.....	211
1.2	PRÉSENTATION DÉTAILLÉE DES CALCULS DANS LE CAS MONO-COUCHE.....	211
1.2.1	<i>Modèle</i>	211
1.2.2	<i>Calcul des pertes dans une bobine mono-couche</i>	211
1.3	N ^{ÈME} COUCHE D'UNE BOBINE.....	213
1.3.1	<i>Couche interne non alimentée</i>	213
1.3.2	<i>couche interne alimentée</i>	217

Nomenclature

\vec{B}	induction magnétique
B	module de l'induction magnétique
B_{sat}	induction à saturation
B_e	induction extérieure
B_p	induction de pénétration
BF	induction magnétique moyenne dans le circuit magnétique
CF	coefficient de foisonnement total (y compris gradins)
C_p	capacité calorifique
D	diffusivité
DF	diamètre extérieur du circuit magnétique ($\varnothing_{colonnes} = \varnothing_{culasses}$)
DF1 / DF2	diamètre colonnes / diamètre culasses
DSM	diamètre moyen du secondaire
Dyn	triangle / étoile neutre
\vec{E}	champ électrique
E	module du champ électrique
E_{cu}	épaisseur de cuivre
E_c	champ électrique critique
EIS	épaisseur d'isolation (têtes de bobinage et circuit magnétique)
EA	épaisseur d'isolant entre le circuit magnétique et le premier secondaire
EB	épaisseur d'isolant entre le premier secondaire et le primaire
EC	épaisseur d'isolant entre primaire et le deuxième secondaire
f	fréquence
F_L	force de Lorentz
\vec{H}	champ magnétique
H	module du champ magnétique
H^*	champ magnétique critique
H_{c1}, H_{c2}	champs magnétiques critiques d'un supraconducteur de type II
H_p	champ magnétique de pénétration
H_e	champ magnétique extérieur
H_{max}	amplitude du champ magnétique extérieur
H_e	champ magnétique extérieur
h	hauteur
HFE	hauteur de la fenêtre du circuit magnétique
i	courant instantané
I	module du courant
I_{eff}	Valeur efficace du courant
I_c	courant critique
I_{max}	amplitude du courant de transport
I_{hM}	amplitude du courant par unité de hauteur
I_h	courant instantané par unité de hauteur
i_{10}	courant à vide

Nomenclature

i_1, i_2	courant primaire, courant secondaire
\bar{J}	densité de courant
J	module de la densité de courant
J_c	densité de courant critique
k	rapport de transformation du transformateur
k_{mat}	conductivité thermique
L_L	nombre de Lorentz
L_p	pas de torsadage
L_c	longueur critique
L_m	longueur moyenne du circuit magnétique
l_m	inductance magnétisante
ℓ_1, ℓ_2	inductance de fuite primaire et secondaire
LAS	largeur du ruban supra au secondaire
LCM	longueur moyenne du circuit magnétique
LFE	largeur de la fenêtre du circuit magnétique
LSC	longueur supraconducteur secondaire
N_1, N_2	nombre de spires primaire (N_p), secondaire (N_s)
NS	nombre total de spires en série au secondaire
PCM	poïds du circuit magnétique
p	pertes actives instantanées
P	pertes actives moyennes
P_{cp}	pertes en champ propre
P_{vol}	pertes actives volumiques instantanées
P_{vol}	pertes actives volumiques moyennes
PFE	pertes fer du circuit magnétique
Q	énergie
R	résistance
r_p	rayon de pénétration
r_{p2i}	rayon de pénétration à l'intérieur de la couche 2
r_{p2e}	rayon de pénétration à l'extérieur de la couche 2
r_{p2max}	rayon maximal de pénétration à l'intérieur de la couche 2
R_i	rayon intérieur
R_e	rayon extérieur
R_{1i}	rayon intérieur de la couche 1
R_{2i}	rayon intérieur de la couche 2
R_{2e}	rayon extérieur de la couche 2
R_f	résistance liée aux pertes fer
R_{th}	résistance thermique
\mathfrak{R}_{cm}	réluctance du circuit magnétique
T_c	température critique
T	température
U_{cc}	tension de court-circuit
V_1, V_2, V_n	tension primaire, tension secondaire, tension nominal

Nomenclature

V_L, V_R	tension inductive, tension résistive
V_{eff}	Valeur efficace de la tension
v	valeur instantanée d'une tension
VS	tension au secondaire
VCM	volume du circuit magnétique
$w_{\text{fil}}, d_{\text{fil}}$	largeur et épaisseur d'un filament
w_c, d_c	largeur et épaisseur du fil HTC complet
w_u, d_u	largeur et épaisseur d'un filament + un espace interfilamentaire
Z_{cc}	impédance de court-circuit
Z_0	impédance magnétisante
δ	épaisseur de peau
\emptyset	diamètre
μ_0	perméabilité du vide ($4.\pi.10^{-7}$)
μ_r	perméabilité relative
ρ	résistivité
$\rho_{\text{eff},//}$	résistivité effective parallèle
$\rho_{\text{eff},\perp}$	résistivité effective perpendiculaire
σ	conductivité
τ	constante de temps
$\tau_{//}$	constante de temps sous champ longitudinal
τ_{\perp}	constante de temps sous champ perpendiculaire
φ	flux ou déphasage entre tension et courant
ω	pulsation

Abréviations

AC	alternatif current
BTC	Basse température critique
CRTBT	Centre de Recherches sur les Très Basses Températures
CEDRAT	Centre d'Etude de Développement et de Recherche sur l'Aménagement du Territoire
GO	grains orientés
HTC	Haute température critique
HiB	haute induction
HP, BP	haute pression, basse pression
IBAD	ion beam assisted deposition
LEG	Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble
MOCVD	metal-organic chemical vapor deposition
PIT	powder in tube
PLD	pulse laser deposition
RABITS	rolling assisted biaxially textured substrates
TAFF	Themally activated Flux-Flow
SP	sonde platine

Préface

La découverte de nouveaux matériaux supraconducteurs dits à haute température critique (SHTC) à partir de 1986 a donné un nouvel élan à la recherche dans le domaine de la supraconductivité. Ces nouveaux matériaux ne cessent d'évoluer et leur utilisation dans des appareillages électrotechniques est actuellement envisageable. Toutes les propriétés de l'état supraconducteur sont exploitées, aboutissant ainsi à des appareillages divers et variés allant du stockage de l'énergie à la limitation du courant en passant par les moteurs et autres transformateurs.

Afin de dimensionner correctement ces appareillages, il est primordial de pouvoir déterminer assez précisément les pertes AC dans les supraconducteurs. C'est pourquoi une partie de ce mémoire est consacrée à l'étude des pertes AC tout d'abord sur le plan théorique avec le développement d'un modèle analytique et l'utilisation d'un code numérique mais aussi par le développement d'une mesure expérimentale permettant de valider ces modèles.

Les SHTC sous forme de conducteurs les plus aboutis à l'heure actuelle sont les rubans à base de bismuth. Leurs caractéristiques sont intéressantes et progressent toujours. Cependant une nouvelle génération de supraconducteurs HTC, appelés les "coated conductors", est en train de voir le jour. Beaucoup d'espoirs sont mis sur ces conducteurs qui ont des propriétés de transport et de tenue sous champ intéressantes et qui permettront peut être l'essor de la technologie supraconductrice.

Dans le cadre du projet Européen nommé "READY", nous nous sommes attachés à l'étude d'un transformateur utilisant des premières longueurs de cette nouvelle génération de SHTC. Ce dispositif permettra de valider expérimentalement les caractéristiques de ce nouveau fil supraconducteur.

Ces travaux ont été réalisés principalement au CRTBT, mais la partie portant sur les pertes dans les supraconducteurs avec notamment le modèle analytique et le modèle numérique a été réalisée en collaboration avec E.Vinot au LEG préparant à ce moment une thèse sur la modélisation des supraconducteurs HTC.

Ce mémoire est composé de quatre chapitres.

Le premier est un chapitre introductif portant tout d'abord sur la supraconductivité en général. Il présente ensuite plus en détail les transformateurs avec quelques rappels sur leur fonctionnement et un état de l'art sur les transformateurs supraconducteurs. Le projet Européen "READY" est ensuite décrit avant de terminer par une présentation des techniques de fabrication, des caractéristiques et de l'aspect économique des conducteurs SHTC.

Le second chapitre porte sur les pertes dans les matériaux SHTC. Nous verrons ici les différents types de pertes rencontrés dans un SHTC ainsi que les modèles existants ou réalisés permettant de les calculer selon les géométries (notamment bobinages de transformateurs) et les conditions expérimentales considérées. Une partie est consacrée aux phénomènes de couplage et découplage dans les conducteurs au Bismuth. Enfin la méthode électrique de mesures de pertes utilisée est présentée en détail avec entre autres les points délicats et des comparaisons entre les modèles et les mesures expérimentales réalisées sur divers échantillons.

Le troisième chapitre est consacré au transformateur de 41 kVA du projet Européen avec son étude complète. Il rappelle le cahier des charges et donne les choix technologiques considérés. Une large partie porte sur le choix du matériau magnétique et se poursuit par l'étude électromagnétique. Certains choix technologiques imposés par le cahier des charges ont abouti à une étude thermique détaillée dans ce chapitre. Une brève présentation du cryoréfrigérateur permettant de refroidir le transformateur est donnée et l'influence de la température de fonctionnement est étudiée. Enfin, un dessin de l'ensemble de la structure est donné.

Le dernier chapitre donne des extrapolations très préliminaires du transformateur du projet "READY" de faible puissance (41 kVA) à une puissance de 30 MVA. Plusieurs transformateurs ont été dimensionnés utilisant soit le conducteur Bismuth (torsadé ou non) soit le "coated conductor" avec des choix technologiques différents ou identiques à ceux du transformateur de READY. Une comparaison de ces divers transformateurs avec un modèle équivalent classique est donnée. On peut voir l'influence des différents types de pertes dans le transformateur en fonctions de divers paramètres.

Chapitre I

Introduction générale

Dans ce chapitre, nous allons voir tout d'abord une introduction générale sur les supraconducteurs, nous verrons ensuite plus en détail les transformateurs. Nous commencerons par quelques rappels sur les transformateurs conventionnels puis nous verrons les apports de la technologie supraconductrice et un état de l'art sur les transformateurs supraconducteurs. Nous situerons ensuite le projet READY dans le cadre duquel entre ce travail puis nous terminerons par un aperçu sur les conducteurs supraconducteurs à haute température critique qui seront utilisés entre autres pour la réalisation du transformateur du projet.

I.1 Introduction générale sur les supraconducteurs

I.1.1 *Historique des supraconducteurs*

De nos jours, de nombreux laboratoires travaillent dans le monde entier sur les supraconducteurs. Les enjeux de la supraconductivité sont nombreux (<http://www.lem.a.phys.univ-tours.fr/Materiaux/Supra/Historique/HISTSUP.HTM>). Depuis la découverte de ce phénomène en 1911 [1], la recherche sur les supraconducteurs progresse toujours. Les matériaux sont en constante évolution (course aux propriétés électriques, thermiques et magnétiques) et diverses théories tentent d'expliquer ce phénomène, tout cela dans l'optique de développer des appareillages hautement performants.

On peut tout de même scinder cette évolution en deux grandes parties : avant et après 1986. Ces deux parties correspondent respectivement aux Supraconducteurs dits à Basse Température Critique (SBTC) et ceux dits à Haute Température Critique (SHTC).

En effet, 1986 est une année clé dans l'étude des supraconducteurs. Cette année-là, on batit le record de la Température Critique (T_c). De 23,3 kelvin (K), la température critique la plus haute évolua jusqu'à 34 K, puis 92 K en 1987, lançant ainsi une véritable "course aux T_c " et permettant pour la première fois l'utilisation de l'azote liquide comme fluide réfrigérant.

I.1.1.a *Les supraconducteurs BTc*

En 1907, H. Kamerlingh Onnes, physicien hollandais, réussit à obtenir l'hélium dans un état liquide et par conséquent des températures inférieures à 4,2 K. Cette découverte a offert aux scientifiques la possibilité de descendre à des températures très basses grâce à l'utilisation d'hélium

liquide. En 1911, Gilles HOLST, un élève de Kamerlingh Onnes, travaillant sur l'étude de la résistivité du mercure en fonction de la température découvre que cette dernière s'annule en dessous de 4,15 K. C'est la plus connue et la plus spectaculaire des propriétés qui caractérisent l'état supraconducteur.

Les supraconducteurs dits à basse température critique (BTC) venaient d'être découverts. Dans cette catégorie, entrent tous les supraconducteurs (composés métalliques) découverts entre 1911 et 1986 nécessitant des températures inférieures à 10 K pour fonctionner.

Par la suite, tous les éléments simples furent étudiés, et notamment les métaux qui se présentaient comme les meilleurs candidats. Malheureusement, on s'aperçut que tous les éléments n'étaient pas supraconducteurs, et, plus étonnant encore, que les meilleurs métaux (cuivre, or, argent) ne présentaient aucune trace de supraconductivité ! Très rapidement une liste des éléments simples supraconducteurs fut établie. L'élément simple possédant la plus haute température critique étant le niobium (avec 9,2 K), on chercha à obtenir des alliages à base de niobium. De plus les composés au niobium semblaient présenter des facilités à devenir supraconducteurs : parmi les composants "classiques" aux plus hautes T_c , on trouve souvent des alliages contenant cet élément. On peut citer pour exemple le nitrure de niobium (NbN) avec 17,3 K et Nb₃Ge avec 23,3 K qui détint le record jusqu'en 1986.

Parallèlement avec ces recherches sur les matériaux supraconducteurs "idéaux", des théories virent le jour. La théorie la plus complète est la théorie mise au point par BARDEEN, COOPER et SCHRIEFFER plus connue sous le nom de théorie BCS [2] et qui fut publiée en 1957. Près de 45 ans après la découverte du phénomène, une théorie le décrit au niveau microscopique. Son idée de base est que les électrons (ou une partie d'entre eux) s'attirent plus qu'ils ne se repoussent naturellement et se couplent en paire. Dans les paires ainsi formées, les électrons possèdent une énergie plus faible, ainsi que des spins opposés. Ces paires sont appelées Paires de Cooper, et peuvent être définies par une fonction d'onde cohérente (ordre à grande distance). Le réseau cristallin quant à lui ne change pas de forme, mais interagit fortement (par des phonons) avec les paires. Cet ensemble, n'ayant plus de raisons d'interagir avec son environnement, n'est plus à l'origine d'une résistance électrique.

Cette théorie guida les chercheurs sur l'étude des vibrations atomiques, c'est-à-dire les phonons. On arriva alors à obtenir des composés intéressants, mais dont la T_c restait toujours inférieure ou égale à 23 K. De plus la théorie prédisait une limite de température de l'ordre de 28 K au-dessus de laquelle tout matériau perdait ses propriétés supraconductrices.

I.1.1.b Les supraconducteurs HTC

En 1986, Johannes BEDNORZ et Alex MÜLLER découvrirent un nouveau composé à base de Baryum, Lanthane, Cuivre et d'Oxygène (Ba-La-Cu-O) [3], un oxyde, qui devenait supraconducteur en dessous de 34 K. Neuf mois plus tard, le composé Y-Ba-Cu-O avec 92 K [4] fut découvert par W. K. Wu et P. Chu, puis en 1988 ce fut un nouveau record de température critique pour le composé Tl-Sr-Ca-Cu-O avec 125 K. Actuellement le record de T_c atteint 164 K (-109°C) avec des composés au mercure sous hautes pressions, un facteur 7 a été gagné en 10 ans (Figure I-1) et on espère toujours obtenir des supraconducteurs à la température ambiante. L'année 1986 a donc marqué l'apparition des

Supraconducteurs dits à Haute Température Critique (SHTC). A l'heure actuelle, dans cette catégorie on trouve tous les supraconducteurs de la famille des oxydes de cuivre qui pour la plupart, ont leur température critique supérieure à la température d'ébullition de l'azote liquide (77 K). Un grand pas venait d'être franchi. La barrière de la température de liquéfaction de l'azote (77 K, -196°C) était largement dépassée. Cette découverte suscita un grand engouement dans le monde scientifique notamment pour toutes les applications industrielles potentielles qui étaient freinées jusqu'alors pour beaucoup, par le coût et la complexité de la réfrigération par l'hélium liquide. En effet, un Watt à 77 K coûte environ 20 à 40 Watt à 300 K (rendement du réfrigérateur), alors qu'un Watt à 4,2 K coûte environ 700 W à 300 K.

Tous les espoirs de voir un supraconducteur à température ambiante se réveillaient. De plus cette découverte remettait en cause la théorie BCS pour laquelle la limite théorique de température était largement dépassée. Cependant, outre la remise en question de cette théorie, de nouveaux problèmes se présentaient. Ces oxydes supraconducteurs à "haute" température critique (SHTC) font partie de la famille des céramiques. Ils sont donc difficiles à mettre sous la forme de fil à l'image des conducteurs classiques en cuivre. De plus, leur courant critique I_c à la température de l'azote liquide était plutôt décevant. Le gain en température ne se traduisait pas vraiment par un gain en performances. À l'heure actuelle, les conducteurs SHTC de première génération (fil bismuth) commencent à être bien maîtrisés et leurs performances permettent leurs utilisations dans des dispositifs électrotechniques. Dans l'avenir, les supraconducteurs HTC de seconde génération (dépôt d'YBaCuO sur substrat métallique) sont très prometteurs (J_c fort) (voir paragraphe I.4.3).

Le Tableau I-1 donne un récapitulatif des évènements qui ont marqué l'histoire de la supraconductivité.

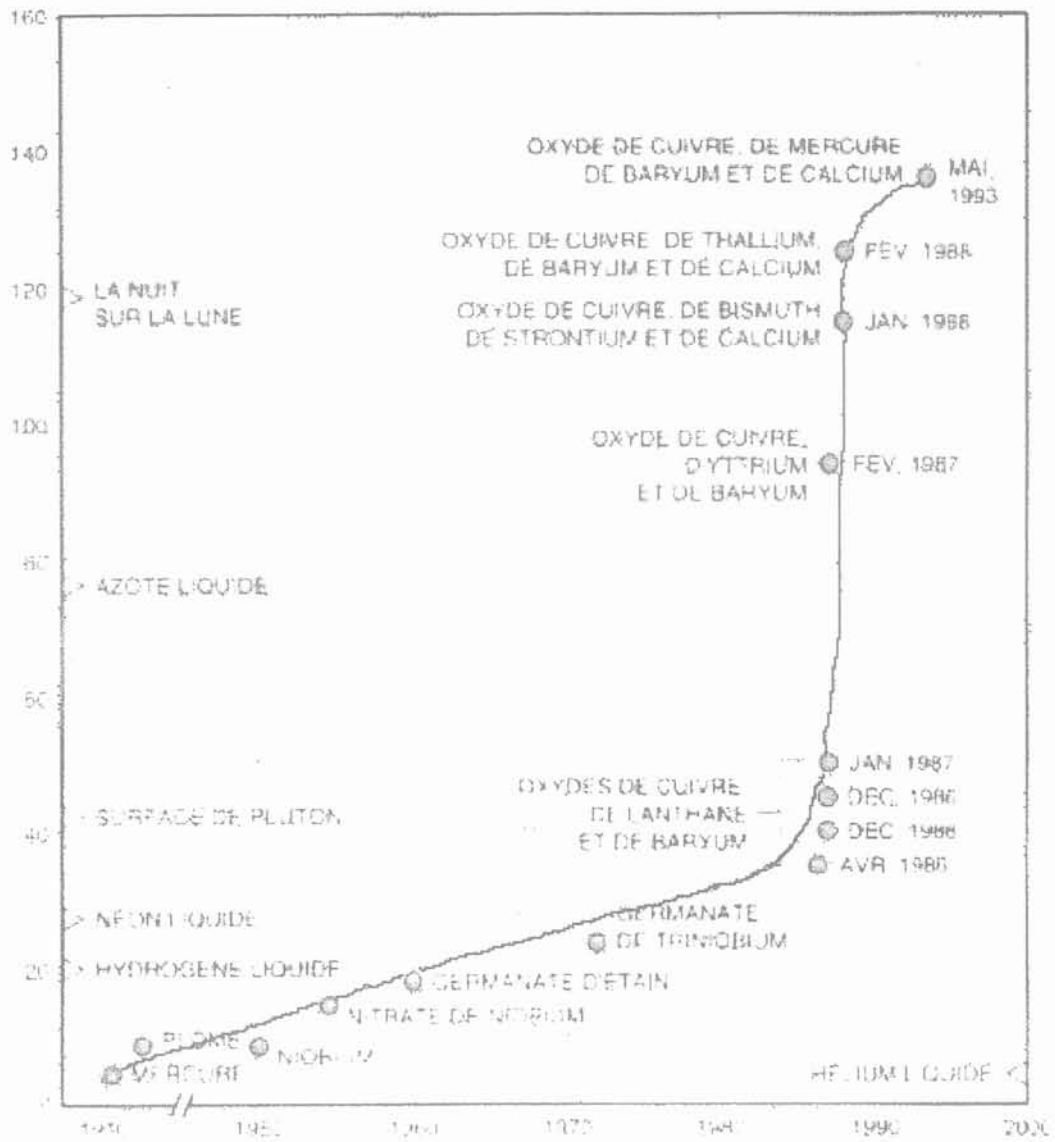


Figure I-1 : Évolution des températures critiques. Source : <http://www.lemaphys.univ-tours.fr/Materiaux/Supra/Historique/HISTSUP.HTM>

1908	Liquéfaction de l'hélium (4,2 K soit -269°C) par H. Kammerling Onnes
1911	H. Kammerling Onnes découvre la supraconductivité en proposant à G. HOLST de mesurer la résistivité du mercure à très basse température.
1913	Echec du premier aimant supraconducteur.
1954	Premier aimant supraconducteur (Nb) qui fonctionna (0,71 Tesla à 4,2 K).
1957	Théorie microscopique BCS de la supraconductivité (BARDEEN, COOPER et SCHIEFFER).
	Théorie d'A. ABRIKOSOV des supraconducteurs de type II (réseau de vortex).
1958	Mise au point de conducteurs de type II en NbTi et Nb ₃ Sn.
1960	Découverte des fortes densités de courant sous induction élevée (Nb ₃ Sn).
1962	B. JOSEPHSON prédit les effets quantiques qui portent son nom et qui sont utilisés en détection ultra-sensible de champ magnétique (jonctions Josephson et SQUID).
1964	Première application significative des supraconducteurs : chambre à bulles d'Argone (2,5 T dans plusieurs m ³).
1968	Définition du brin multifilamentaire par le laboratoire Rutherford.
1974	Mise en service de la chambre à bulles (BEBC) au CERN qui détient le record d'énergie stockée (830 MJ).
1982	Première images IRM, elles assureront à la supraconductivité sa première application industrielle et commerciale.
1983	Mise au point des brins multifilamentaires alternatifs (50 Hz).
	Premier accélérateur supraconducteur, le tevatron
1986	BEDNORZ et MÜLLER découvrent la supraconductivité dans de nouveaux oxydes.
1987	Envolée des températures critiques.
	Démarrage de TORE SUPRA, tokamak supraconducteur refroidi à 1,8 K et installé à Cadarache (France).
1995	Record de température critique reproductible à 164 K (-109°C).
2000	Modèle de solénoïde central (ITER) 600 MJ montée en 20 s

Tableau I-1 : Récapitulatif historique

1.1.2 Grandeurs critiques

Il existe trois grandeurs critiques qui délimitent l'état non dissipatif d'un état dissipatif :

- la température critique (T_c), qui est une grandeur intrinsèque au matériau,
- la densité de courant critique (J_c) qui dépend de nombreux paramètres extrinsèques, notamment du procédé d'élaboration,
- et enfin le champ magnétique d'irréversibilité H^* qui est aussi une grandeur intrinsèque au matériau.

Ces trois grandeurs (T_c , J_c et H^*) délimitent une surface critique au-delà de laquelle le matériau devient dissipatif (Figure I-2). C'est ce principe qui est utilisé dans la limitation du courant.

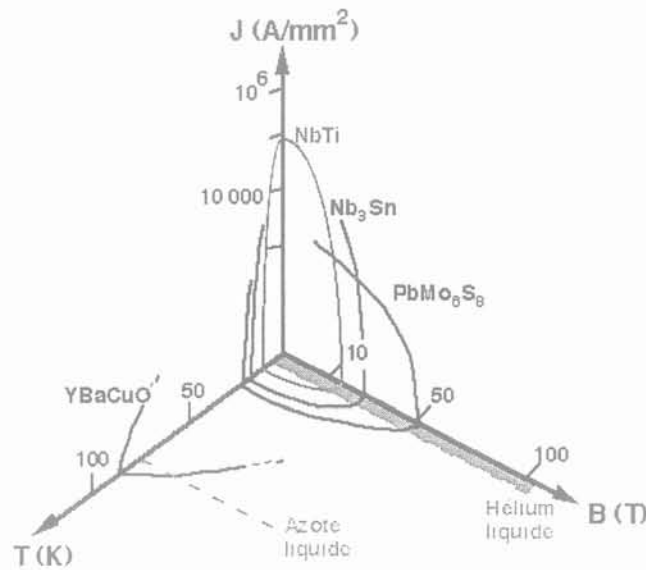


Figure I-2 : Surface critique de quelques composés supraconducteurs

1.1.3 L'origine des pertes dans les matériaux supraconducteurs HTC

Un supraconducteur, bien que transportant le courant sans résistance est tout de même le siège de pertes. Dans un supraconducteur HTC, le diamagnétisme parfait n'existe qu'en dessous d'un champ magnétique H_{c1} très faible. Au-delà de ce premier champ critique, le champ magnétique pénètre le supraconducteur sous forme de vortex (Figure I-3). Ces vortex se développent sur les impuretés, défauts du matériau (zones normales) et sont donc "ancrés" ou piégés sur ces imperfections. Cependant Kim et Anderson ont développé une théorie [5] qui suggère que les vortex ont une certaine probabilité de sauter d'un centre de piégeage à un autre par activation thermique. Cette probabilité associée à la force de Lorentz lorsque le courant qui circule dans le fil est perpendiculaire aux vortex (Figure I-4) fait qu'on assiste à des déplacements de vortex dans la même direction. Lorsque les vortex bougent, il en résulte une variation du champ magnétique qui entraîne la création d'un champ électrique ($\overline{rot E} = -\partial \vec{B} / \partial t$). Ce champ électrique, associé à la densité de courant, crée des pertes ($p = \int E \cdot J dt$).



Figure I-3 : Réseau de vortex obtenu avec de fines particules ferromagnétiques (figure ①, K. Runge, CNRS - CRTBT)

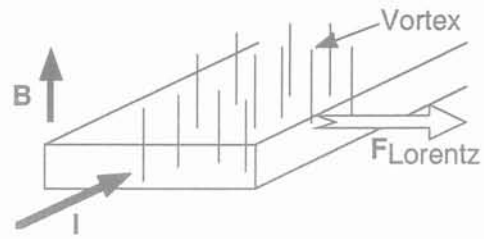


Figure I-4 : Force de Lorentz sur les vortex dans un supraconducteur HTc

1.1.4 La courbe $E(J)$

La Figure I-5 donne la représentation classique d'une courbe $E(J)$ ($J = I/S$) expérimentale dans un supraconducteur à haute température critique. Sur cette courbe, on peut distinguer trois régimes de pertes dont un très controversé, le Thermally Activated Flux-Flow (TAFF). Ces régimes se différencient par un comportement magnétique du supraconducteur différent qui est fonction de la force de Lorentz et donc du courant appliqué :

- Un premier régime appelé "Flux-Flow" pour des courants supérieurs au courant critique où la force de Lorentz est très supérieure aux forces d'ancrages des vortex, laissant ainsi les vortex se déplacer librement dans la même direction dans un mouvement collectif.
- Un second régime situé autour du courant critique, appelé "Flux-Creep". La densité de vortex est assez forte. Des vortex interagissent entre eux. Si l'un d'eux se décroche (Force de Lorentz (F_L) + Probabilité de saut), par interaction, d'autres vortex vont se déplacer. On va donc observer des déplacements de vortex par "paquets".
- Un dernier régime, très controversé (en pointillé sur la Figure I-5), pour de faibles courants appelé "TAFF" (Thermally Activated Flux-Flow) où les vortex sauteraient en moyenne tous dans la même direction d'un point d'ancrage à un autre de manière désordonnée. Ce régime n'est pas encore bien défini et dépend de la température (à basse température, le réseau de vortex serait "gelé" et il n'y aurait donc plus aucune dissipation. On passe donc directement en régime de flux-creep).

Les pertes en régime TAFF sont totalement négligeables devant les pertes en régime de Flux-Creep. Le régime de Flux-Flow est quant à lui très dissipatif. Dans un appareillage électrotechnique comme le transformateur pour des raisons économiques on cherche à travailler à $0,5 - 0,9 I_c$.

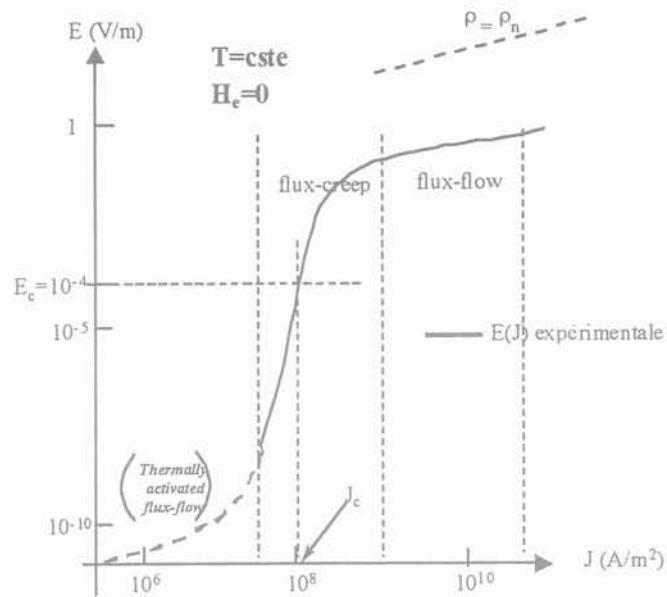


Figure I-5 : Courbe E(j) d'un supraconducteur HTc (Anderson - Kim)

1.1.5 Les modèles des supraconducteurs

En même temps que ce mémoire, un travail portant sur la modélisation numérique et analytique des supraconducteurs HTC [6] a été mené au LEG et au CRTBT. Quelques lignes viennent situer dans quel cadre ont été développées ces simulations numériques et modèles analytiques. Ces derniers sont validés entre autres par des mesures de pertes effectuées sur une bobine supraconductrice multicouche HTC détaillées dans le chapitre II.

Les modèles numériques seront nécessaires à terme pour dimensionner correctement les dispositifs électrotechniques supraconducteurs. Outre la connaissance des diverses grandeurs électromagnétiques à l'intérieur du dispositif, il est primordial de pouvoir connaître assez précisément les performances, les pertes et les forces mises en jeu. Tout ceci est indispensable afin de dimensionner correctement l'appareil, le dispositif de réfrigération et la structure supportant l'ensemble.

Dans cette partie, nous présenterons donc deux modèles :

- Un premier modèle discontinu appelé modèle de Bean qui présentent l'avantage d'être simple et de permettre de mener quelques calculs analytiques.
- Un second modèle basé sur une loi de puissance E(J) qui représente assez bien le comportement des matériaux HTC lorsqu'on est proche de J_c et sur lequel le modèle numérique a été développé.

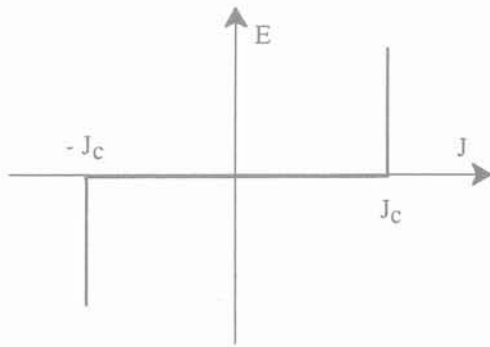
Ces deux modèles prennent donc en compte une certaine loi de puissance E(J). Le matériau supraconducteur est considéré comme amagnétique ($B = \mu_0 H$). Cette hypothèse est valable d'un point de vue macroscopique pour les inductions de travail considérées dans les applications ($H \gg H_{C1}$).

Ces modèles décrivent correctement le comportement des supraconducteurs de manière macroscopique mais ne tiennent pas compte du fait que le champ magnétique pénètre le supraconducteur sous forme de vortex.

I.1.5.a Le modèle de l'état critique et le modèle de Bean

Le modèle de l'état critique est basé sur l'hypothèse d'une répartition locale de la densité de courant binaire à l'intérieur du supraconducteur à température donnée. La densité de courant dans le supraconducteur est donc soit égale à 0 soit égale à $\pm J_c$ (Figure I-6). J_c dépend de l'induction magnétique. Cette caractéristique, donnée par l'état critique, peut être mise sous la forme :

eq. I-1
$$J = J_c(|B|) \frac{E}{|E|}$$



Avec les équations de Maxwell, on peut donc écrire :
(Hypothèses quasi stationnaire)

$$\begin{aligned} \text{rot } \vec{B} &= \pm \mu_0 \vec{J}_c \\ \text{ou } \text{rot } \vec{B} &= \vec{0} \end{aligned} \quad \text{et} \quad \text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

Figure I-6 : Caractéristique théorique E(J) d'un supraconducteur

Plusieurs modèles décrivent la dépendance de J_c en fonction de l'induction :

- le modèle de *Kim* : $J_c(|B|) = \frac{J_{c0} B_0}{|B| + B_0}$
- le modèle *Exponentiel* : $J_c(|B|) = J_{c0} \exp\left(-\frac{|B|}{B_0}\right)$

Le modèle de l'état critique est isotherme, il ne tient pas compte de l'échauffement éventuel du conducteur sous l'effet des pertes qui entraînerait une diminution du courant critique. Dans le modèle de Bean, la densité de courant critique est supposée constante quel que soit le champ magnétique extérieur. Ce modèle est très employé car il permet des calculs analytiques assez simples, en particulier pour obtenir des expressions analytiques des pertes AC.

Ce modèle a été utilisé pour calculer les pertes d'une bobine multicouche (chapitre II). Par contre, le modèle de l'état critique ou de Bean est difficilement exploitable numériquement à cause de sa forte discontinuité. Une loi de puissance ($E = E_c (J/J_c)^N$) est mieux adaptée aux méthodes numériques tout en représentant mieux la caractéristique réelle du supraconducteur autour de I_c .

Tous ces modèles considèrent le matériau comme isotrope. Cette hypothèse est fautive pour les oxydes supraconducteurs, fortement anisotropes.

I.1.5.b Loi en puissance

En comparaison avec la Figure I-5, la courbe expérimentale $E(I)$ (Figure I-7) se limite à un courant légèrement supérieur au courant critique (régime de flux Creep). Elles ne présentent donc pas le comportement observé en régime de flux flow.

La caractéristique $E(I)$ réelle (Figure I-7) d'un supraconducteur peut être représentée très correctement par une loi de puissance autour de J_c . (zone d'utilisation des conducteurs SHTC dans les appareillages électrotechniques).

La densité de courant critique (J_c) est définie à l'apparition d'un champ électrique (E_c) de $100 \mu\text{V/m}$ aux bornes du supraconducteur. Le N représente la raideur de la transition. Plus le N est élevé, plus on se rapproche du modèle de l'état critique. Cette loi de puissance est purement empirique. Elle n'est plus valable lorsqu'on s'éloigne de J_c mais les simulations montrent, comme le modèle de l'état critique, que la densité de courant locale dans un supraconducteur est soit située autour de J_c soit nulle.

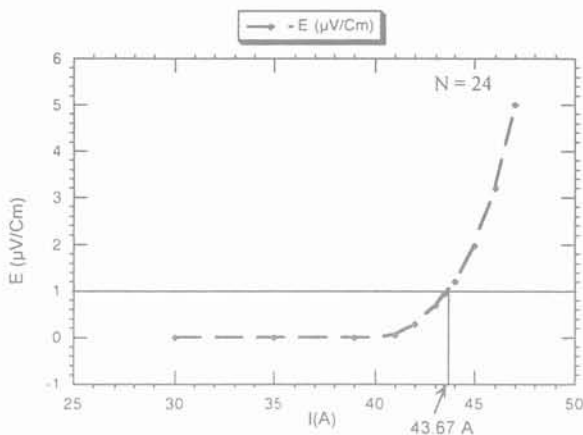


Figure I-7 : Loi $E(J)$ supraconducteur PIT Bismuth
(77 K : section = $0.35 \times 3.5 \text{ mm}^2$)

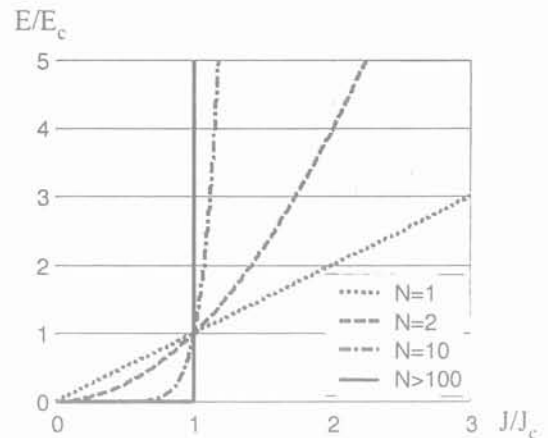


Figure I-8 : Loi $E(J)$ pour divers valeur de n

Ce modèle, contrairement au modèle de Bean, rend très vite les calculs analytiques irréalisables. Par ailleurs, en faisant varier l'exposant N (Figure I-8) il est possible d'étudier plusieurs comportements :

- Lorsque $N = 1$, on retrouve une loi $E(J)$ linéaire qui correspond à un conducteur "normal" qui aurait une conductivité égale à J_c/E_c (en pratique, J_c/E_c est compris entre $5 \cdot 10^{10}$ et $10^{14} \text{ m}^{-1}\Omega^{-1}$, pour le cuivre à 300 K, $\sigma = 5 \cdot 10^7 \text{ m}^{-1}\Omega^{-1}$).
- Lorsque N est élevé ($N > 100$) on retrouve le modèle de l'état critique.

Par la suite, nous verrons des mesures expérimentales de pertes supraconductrices qui seront comparées à des modèles analytiques mais aussi aux résultats donnés par des simulations basées sur cette loi de puissance. Dans le cadre de ce mémoire, ces simulations ne tiennent pas compte de la diminution

du courant critique avec le champ magnétique et la température. Un travail est en cours afin d'inclure au modèle numérique ces dépendances.

1.1.6 Les applications potentielles ou réelles des supraconducteurs

Actuellement, on ne recense qu'un domaine réellement industriel où les supraconducteurs sont utilisés. C'est le domaine médical avec l'Imagerie par Résonance Magnétique (IRM) et la spectroscopie. Les supraconducteurs (BTe ici) sont employés sous forme de bobines afin de créer des champs magnétiques stables dans le temps et assez intenses pour la spectroscopie. Grâce à une très bonne isolation, la consommation d'hélium liquide est très raisonnable puisqu'il n'est nécessaire de réajuster le niveau qu'une seule fois par an, voire tous les 4 à 5 ans pour les appareils les plus récents.

D'autres applications des supraconducteurs sont encore en cours de développement ou sous forme de prototype.

1.1.6.a En électronique

Les supraconducteurs peuvent être utilisés pour réaliser des filtres hyperfréquences à bande étroite [7] très intéressants dans le domaine des télécommunications (à ce jour, plus de 1000 dispositifs à filtres sélectifs supraconducteurs aux Etats-Unis), des résonateurs hyperfréquences à très faibles pertes ou des composants très rapides basés sur des jonctions Josephson. (portes logiques, transistors....). Ils sont utilisés en magnétométrie avec les SQUID (Superconducting Quantum Interference Devices) qui permettent de mesurer des inductions magnétiques extrêmement faibles (10^{-16} T) avec une résolution spatiale de l'ordre de $5 \mu\text{m}$ [8]. De nombreuses recherches sont aussi menées sur les bolomètres [9] et sur divers détecteurs utilisant les propriétés particulières de l'état supraconducteur.

1.1.6.b Lévitacion

Une application spectaculaire de la supraconductivité repose sur l'expérience de la lévitation passive d'un aimant au-dessus d'une pastille supraconductrice (Figure I-9).

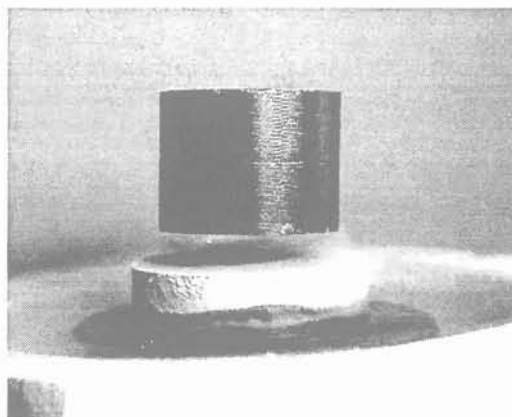


Figure I-9 : Lévitacion d'un aimant au dessus d'une pastille supraconductrice

Derrière cette expérience se cache quelques applications potentielles :

- les paliers magnétiques passifs,
- le stockage d'énergie par volant d'inertie [10],[11].

I.1.6.c *La recherche autour des grands instruments*

Les grands instruments pour la recherche comme le LHC à Genève (accélérateur pour la physique des hautes énergies) où encore les Tokamaks pour la fusion nucléaire comme celui développé à Cadarache sont de grands consommateurs de câbles supraconducteurs BTc. Ils les utilisent pour diverses fonctions :

- bobines de guidage et focalisation,
- cavités accélératrices,
- détecteurs,
- bobines de confinement du plasma.

I.1.6.d *En électrotechnique*

L'utilisation de supraconducteurs permet de faire des moteurs moins volumineux avec de forts couples massiques et ayant d'excellents rendements [12] [13]. Ces derniers points les rendent attractifs pour des utilisations dans des systèmes embarqués où les critères de place et de poids sont primordiaux.

Des câbles supraconducteurs sont aussi étudiés dans l'optique de développer dans l'avenir des lignes voir des réseaux entièrement supraconducteurs (alternateurs + câbles + transformateurs etc...) (Figure I-10). La difficulté principale est posée par la cryogénie qui doit permettre de refroidir l'intégralité du câble sans trop de pertes.

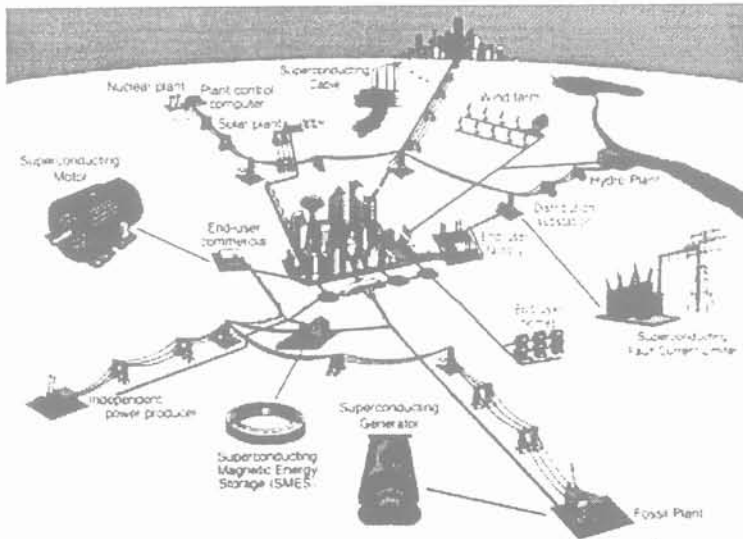


Figure I-10 : Applications futures envisageables de la supraconductivité dans un réseau électrique de puissance (rapport WTEC [14])

L'utilisation de supraconducteurs permet de concevoir un stockage direct de l'énergie électrique (SMES (Superconducting Magnetic Energy Storage)) sous forme magnétique. Cette dernière peut être restituée avec un très bon rendement (97 %) et de manière très rapide (source d'énergie impulsionnelle). Cela permet de jouer le rôle de fournisseur d'énergie pour des charges sensibles (remplace l'onduleur) ou encore de stabilisateur de réseau.

Une application très intéressante des supraconducteurs réside dans leur capacité à limiter un courant de défaut (par dépassement de la surface critique) puisqu'il n'existe pas de dispositif traditionnel ayant cette fonctionnalité en haute tension. C'est la transition de l'état supraconducteur vers l'état dissipatif qui est utilisé [15] [16]. Un supraconducteur est inséré sur une ligne électrique. En fonctionnement normal, ce dernier est pratiquement transparent. Si un défaut apparaît, l'augmentation brutale du courant est limitée à des valeurs raisonnables (1 à 4 fois le courant nominal) presque instantanément par la transition brutale du supraconducteur qui laisse apparaître une résistance importante. La difficulté est de trouver un point de fonctionnement et de dimensionner le limiteur de telle sorte que le matériau puisse évacuer l'énergie dissipée lors de sa transition.

Une dernière application des supraconducteurs qui est plus une vitrine technologique réside dans les trains à lévitation développés au Japon [17]. Les supraconducteurs sont utilisés pour faire des bobines de champ à l'intérieur du train.

Enfin, comme nous allons le voir dans la suite de ce mémoire, les supraconducteurs peuvent être utilisés dans des transformateurs en lieu et place des enroulements classiques en cuivre ou en aluminium permettant des gains intéressants.

I.2 Les transformateurs supraconducteurs

Dans un premier temps, nous ferons une introduction générale sur les transformateurs donnant quelques avantages liés à l'utilisation des supraconducteurs. Ensuite, nous détaillerons le schéma électrique équivalent d'un transformateur classique avant de montrer ce que nous apporte la technologie supraconductrice. Enfin, nous ferons un historique des transformateurs supraconducteurs construits ou en cours de construction suivi d'une vue plus économique de la situation avant de conclure.

I.2.1 Introduction, rappels

Un transformateur [18] permet via des bobinages primaires et secondaires couplés magnétiquement d'élever ou d'abaisser une tension alternative (fonction du rapport du nombre de spires primaires sur secondaires N_1/N_2) à puissance pratiquement constante.

Les transformateurs représentent l'un des plus aboutis et des plus anciens appareils électriques pour la transmission de l'énergie dans les réseaux de distribution alternatifs. Ils sont incontournables pour le transport de l'énergie électrique. Ils permettent l'acheminement de l'électricité sous haute tension et donc avec le minimum de pertes depuis les centrales jusqu'aux utilisateurs. En effet, le transport de l'énergie électrique sur de grandes distances doit se faire sous haute tension 400 kV (faible courant) pour limiter au maximum les pertes résistives dans les lignes ($P = R I^2$). Des transformateurs sont donc nécessaires pour faire varier ces niveaux de tensions depuis la production de l'énergie dans les centrales (élévateur de tension) jusqu'à l'utilisation chez les particuliers, par exemple 230 V (abaisseur de tension).

La Figure I-11 montre la représentation d'un réseau électrique alternatif.

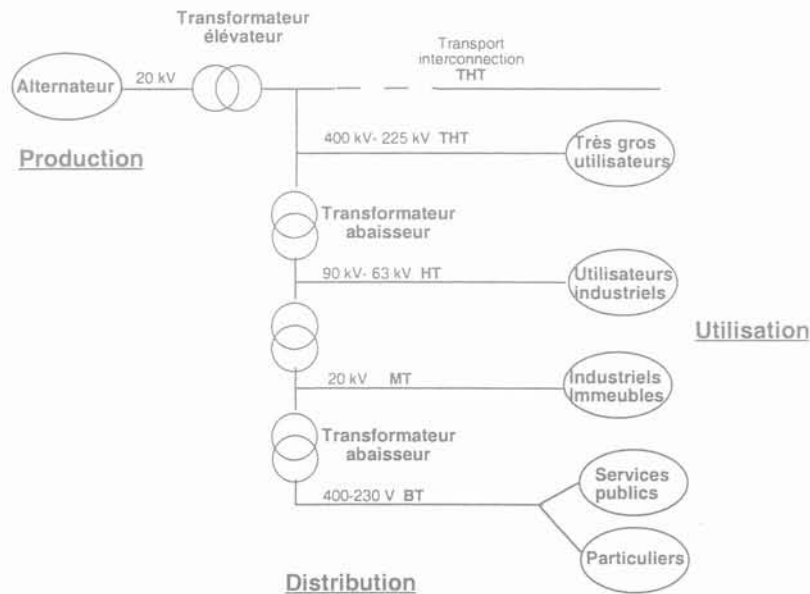


Figure I-11 : Réseaux de distribution

Les transformateurs classiques, bien qu'ayant un excellent rendement (de l'ordre de 95 % pour les transformateurs de quelques kVA et plus de 99 % pour les très grosses unités), présentent tout de même

des pertes, notamment au niveau de leurs bobinages (ρ cuivre), du circuit magnétique (pertes fer) et dans la structure environnante (courants induits par les flux de fuite). Ces pertes se traduisent par un échauffement qui impose de refroidir de nombreux transformateurs par un bain d'huile avec les problèmes de sécurité que cela comporte en cas de dysfonctionnement notamment en milieu urbain (incendies). Même lorsque le transformateur fonctionne à vide, des pertes sont dissipées dans le circuit magnétique. Lors du fonctionnement en pleine charge du transformateur, les pertes dissipées dans les bobinages représentent une proportion non négligeable des pertes totales. Même si le rendement d'un transformateur est très important, la diminution des pertes ramenée au temps de vie d'un transformateur (30 ans) représente tout de même un gain d'énergie considérable.

Pour un transformateur de distribution traditionnel (moyenne puissance), les pertes en charge représentent environ 80 % des pertes totales. 80 % de ces pertes en charges proviennent des pertes Joule des bobinages (RI^2). Il est donc intéressant de s'attacher aux pertes des bobinages afin d'améliorer encore le rendement. Le remplacement des bobinages en cuivre ou en aluminium par un matériau supraconducteur (donc non résistif) semble être une solution appropriée. Il faut tout de même rappeler que si un supraconducteur ne présente pas de pertes lorsqu'il est parcouru par un courant continu, il voit néanmoins apparaître des pertes dites "pertes AC" lorsqu'il est soumis à un environnement électromagnétique variable. Si la structure est adaptée (direction et amplitude du champ magnétique sur le supraconducteur maîtrisées) ces pertes restent inférieures aux pertes résistives dissipées dans un bobinage cuivre ou aluminium classique et ceci même en tenant compte du coefficient de réfrigération (1 Watt dissipé à 77 K équivaut à 20 à 40 watts à 300 K). Des études ont montré qu'un transformateur supraconducteur HTC, pour des puissances supérieures à 10 MVA, serait plus efficace et moins onéreux que son homologue traditionnel [19] [20] [21].

Cependant les motivations pour développer des transformateurs supraconducteurs ne sont pas seulement basées sur des considérations économiques, d'autres avantages liés à l'utilisation de supraconducteurs entrent en jeu. La demande toujours plus importante de puissance dans les zones urbaines, associée au manque de place et à l'environnement à risque (sites à l'intérieur ou juste à coté d'immeubles) ne facilitent pas l'utilisation de transformateurs classiques. Bien que les transformateurs secs de moyenne puissance se développent, les dangers (feu) liés à l'huile qui subsistent encore dans de nombreux transformateurs classiques n'existent plus dans les transformateurs supraconducteurs, l'huile étant remplacée par le fluide cryogénique qui sert à la fois de réfrigérant et d'isolant.

De plus, les transformateurs supraconducteurs sont beaucoup moins lourds et un peu moins volumineux ce qui les rend attractifs pour une utilisation dans des systèmes embarqués. Un projet ayant pour objectif la construction d'un transformateur HTC (1 MVA) embarqué à l'intérieur d'une motrice de TGV se poursuit actuellement en Allemagne (Siemens) [22].

Les avantages cités sont les suivants :

- réduction du poids (33 %) et du volume,
- meilleur rendement (passage de 90 % (faible car critère de poids dans ce cas) à 98 %),
- réduction des risques d'incendies,
- solution plus "écologique" en cas de problèmes (pas d'huile).

1.2.1.a Les transformateurs conventionnels (rappels électriques)

La Figure I-12 donne le schéma de principe d'un transformateur classique et la Figure I-13 donne sa représentation électrique équivalente.

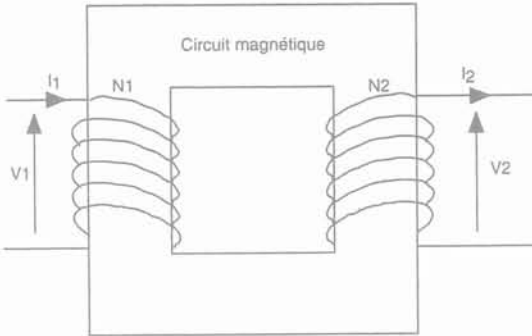


Figure I-12 : Schéma de principe du transformateur

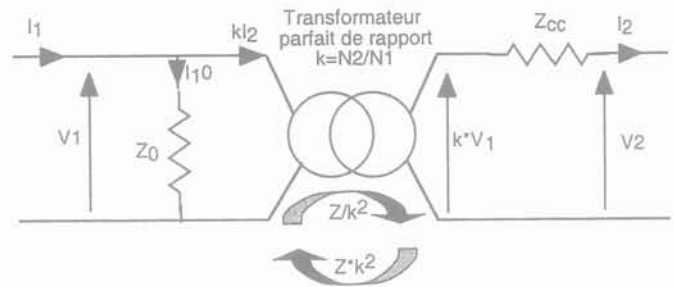


Figure I-13 : Représentation électrique équivalente

1.2.1.a.i L'impédance de court-circuit

Z_{cc} est appelé impédance de court-circuit. Elle représente les chutes de tension dues aux résistances de l'enroulement secondaire (R_2) et primaire (ramenées au secondaire: $R_1(N_2/N_1)$) ainsi que celles dues aux inductances de fuites primaire (ℓ_1) et secondaire (ℓ_2).

Elle est donnée par :

eq. I-2
$$Z_{cc} = \sqrt{\left(R_2 + R_1 \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \right)^2 + \left(\ell_2 \omega + \ell_1 \omega \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \right)^2}$$

1.2.1.a.ii L'impédance magnétisante

Z_0 est l'impédance magnétisante du transformateur. Elle rend compte de l'inductance magnétisante (I_m) et des pertes fer (R_f).

$$Z_0 = R_f // I_m \omega$$

Lorsque le transformateur est sous tension nominale et que son secondaire est ouvert (transformateur à vide), le courant à vide (i_{10}) est limité principalement par l'inductance magnétisante I_m du circuit magnétique.

L'inductance magnétisante est donnée par la relation suivante :

eq. I-3
$$I_m = \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}_{cm}} \approx \frac{\mu_0 \mu_r N_1^2 S}{l_{fer}}$$
 où N_1 est le nombre de spires au primaire, \mathfrak{R}_{cm} la

réluctance du circuit magnétique, S la section de fer et l_{fer} la longueur du circuit magnétique.

Nous voyons ici le rôle principal du circuit magnétique qui est de limiter le courant à vide. Cependant, il permet aussi, grâce à une forte perméabilité relative ($\mu_r > 5000$), de canaliser au mieux le flux magnétique et de minimiser ainsi au maximum les flux de fuite, sources de pertes dans les structures conductrices environnantes.

I.2.1.a.iii Relation courant primaire, courant secondaire

Le schéma équivalent nous permet d'écrire la relation qui lie le courant primaire au courant secondaire :

eq. I-4
$$N_1 i_1 = N_2 i_2 + N_1 i_{10}$$

Le courant à vide (I_{10}) limité par l'inductance magnétisante du circuit magnétique est négligeable devant les courants primaires et secondaires nominaux. En charge, on peut donc écrire :

eq. I-5
$$N_1 i_1 \approx N_2 i_2$$

I.2.1.a.iv Relation tension primaire, tension secondaire

On trouve de la même façon la relation qui lie la tension secondaire à la tension primaire :

eq. I-6
$$\bar{V}_2 = \frac{N_2}{N_1} \bar{V}_1 - \bar{Z}_{cc} \bar{I}_2$$

On peut diminuer plus ou moins la valeur de l'impédance de court-circuit en jouant sur le couplage magnétique des bobinages primaires et secondaires. Pour obtenir une impédance faible, on entrelace le primaire entre deux bobinages secondaires par exemple.

Plus l'impédance de court-circuit est faible, plus la chute de tension est négligeable quand le courant croît, entraînant un niveau pratiquement constant de la tension utilisateur d'où une bonne régulation de tension. Mais le courant est très important en cas de court-circuit.

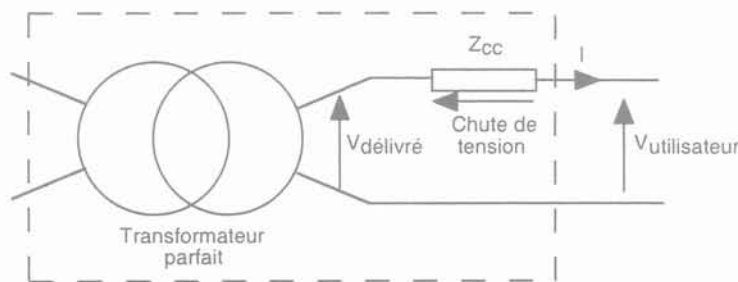


Figure I-14 : Schéma régulation de tension

I.2.1.b *La technologie supraconductrice*

L'utilisation de supraconducteurs offre trois avantages principaux dans les transformateurs :

- une densité de courant très importante,
- des pertes AC très faibles,
- la possibilité de limiter les courants trop élevés.

Le premier avantage permet de gagner sur le poids et le volume des bobinages.

Le deuxième avantage associé au premier montre que les ampères-tours sont quasiment gratuits, ce qui permet de diminuer la section du circuit magnétique ($V = 4,44 N B S f$), d'où un nouveau gain de poids. Les pertes étant très faibles, on améliore un peu le rendement global du transformateur.

Le dernier point est très intéressant en regard de l'impédance de court-circuit des transformateurs supraconducteurs.

Dans le cas d'enroulements supraconducteurs ($R = 0$), l'impédance de court-circuit se traduit juste par le terme inductif (eq. I-2). Pour calculer de manière théorique l'inductance (L), on part de l'énergie magnétique (Q) :

$$Q = \frac{1}{2} Li^2 = \frac{1}{2\mu_0} \iiint_V B^2 r dr d\theta dz \Rightarrow L \Rightarrow Z_{cc}$$

(v se réduit au volume entre les deux enroulement)

De plus, pour tirer le meilleur profit des enroulements supraconducteurs, on réduit au maximum le champ magnétique sur les bobinages (plus le champ est faible, meilleur est le courant critique du fil). Pour cela, on entrelace les bobinages primaires et secondaires (chapitre III) ce qui a pour effet, de diminuer encore l'impédance de court-circuit.

On a vu qu'une impédance de court-circuit faible permettait d'obtenir une très bonne régulation de tension mais en cas de court-circuit le courant pourrait atteindre des valeurs très élevées. C'est à ce moment que l'utilisation des fils supraconducteurs comme limiteur de courant entre en jeu. En effet lors d'un court-circuit, le courant peut être limité presque instantanément par la transition résistive des enroulements supraconducteurs.

Des études [23] [24] ont été menées pour évaluer l'intérêt et la faisabilité de ces transformateurs limiteurs. Il ressort que de tels transformateurs seraient réalisables, notamment grâce à des conducteurs développés spécifiquement et seraient très intéressants car ils réduiraient les contraintes sur les appareillages situés en aval de ces derniers. Ils permettraient de redimensionner à la baisse tous les systèmes de protection et appareillages situés après le transformateur limiteur.

I.2.1.c *Les transformateurs sans circuit magnétique*

Des transformateurs supraconducteurs sans circuit magnétique peuvent être envisagés [25] [26] [27]. L'avantage se situe surtout au niveau du gain de poids et de l'absence de pertes fer, mais un inconvénient majeur subsiste.

L'absence de circuit magnétique laisse la porte ouverte à un courant à vide très important (il n'y a plus la perméabilité du circuit magnétique). Celui-ci est égal au rapport de la tension primaire avec l'inductance du bobinage primaire ($I_0 = V_{\text{prim}} / L_{\text{prim}} \omega$).

À 50 Hz, la solution pour diminuer le courant à vide est d'augmenter l'inductance du primaire en augmentant le nombre de spires ($L = \mu_0 N^2 S / h$). Cette solution revient vite très chère car il faut une grande longueur de supraconducteur et les pertes AC sont augmentées. Une autre solution pour diminuer le courant à vide consiste à travailler à plus haute fréquence.

Les avantages cités depuis le début de cette introduction liés à l'utilisation de supraconducteurs ont suscité un intérêt certain. C'est pourquoi, depuis la découverte des supraconducteurs, de nombreux transformateurs [28] [29] [30] [31] de diverses puissances ont été construits. Les objectifs étaient, entre autres, de confirmer ces avantages et d'étudier le comportement des fils supraconducteurs dans les dispositifs de puissance fonctionnant en alternatif.

1.2.2 Historique des transformateurs supraconducteurs

Dès 1960, avec la découverte des supraconducteurs à basse température critique (BTC), comme le NbTi et Nb₃Sn, disponibles sous forme de fils, un sérieux intérêt pour les transformateurs supraconducteurs grandit.

1.2.2.a Les études sur les transformateurs BTC

Les études réalisées à cette époque sur les transformateurs BTC conclurent que la technologie supraconductrice permettait de gagner sur le poids mais que le coût des pertes à 4,2 K était trop important (1 W à 4,2 K équivaut à 700 W à 300 K) et rendait ces transformateurs non viables économiquement sauf pour des puissances très fortes (>300 MVA) [32]. Il fallait donc soit améliorer la qualité des conducteurs soit trouver des matériaux supraconducteurs à plus haute température pour réduire le coût de la réfrigération.

Dans les années 1980, avec les progrès réalisés dans la production de grande longueur de composites Nb-Ti avec des filaments ultra fins associés à une matrice très résistive en CuNi, les pertes AC de ces matériaux diminuèrent sérieusement. La construction de transformateur BTC repris notamment en Europe avec Alcatel et ABB (Asea Brown Boveri) et par diverses industries et universités notamment au Japon. La réduction du poids et un meilleur rendement ont été démontrés sur des appareils de faible puissance (≤ 500 kVA) ainsi que sur une unité triphasée de Kansai :

- ◆ des unités monophasées de 3,3 kVA (CRTBT) [33], 72 kVA (Toshiba) [34], 100 kVA (Sumitomo) [35] et une unité triphasée de 40 kVA (Osaka University).
- ◆ un transformateur triphasé supraconducteur (CuNi-NbTi) de 100 kVA a été construit avec un circuit magnétique "**froid**" en matériaux amorphes [36]. L'ensemble du transformateur est donc refroidi à l'hélium liquide. L'utilisation de matériaux amorphes permet de diminuer les pertes fer, mais entraîne d'autres contraintes [37] (voir aussi chapitre III, partie : "les matériaux magnétiques").
- ◆ Un transformateur monophasé de 330 kVA et un autre de 220 kVA ont été construits respectivement par ABB [38] [39] et Alcatel Alsthom [40]. Un transformateur triphasé de 2 MVA a été réalisé avec du Nb₃Sn par Kansai Electric Power Compagny.

Ces études ont montré la faisabilité de ces transformateurs. Cependant leur température de fonctionnement en dessous de 10 K ne permet pas de leur trouver un intérêt économique réel tout simplement pour des raisons de coût de réfrigération et de contraintes techniques [41] sauf peut être dans les systèmes embarqués où l'encombrement et le poids sont des critères primordiaux (projet Deufrako [42]).

Dans le Tableau I-2 sont reportés quelques transformateurs entièrement supraconducteurs BTC construits à ce jour.

	Monophasé / triphasé	Conducteurs	Tension prim/sec (kV)	Puissance	Circuit magnétique
CRTBT (1987)	Monophasé 50 Hz	NbTi	0,22 / 0,11	3,3 kVA	chaud
Alcatel Alsthom (1986)	Monophasé 50 Hz	NbTi	1,05 / 1,05	220 kVA	chaud
Toshiba (1988)	Monophasé 60 Hz	NbTi	1,057 / 0,218	72 kVA	chaud
Sumitomo (1991)	Monophasé 60 Hz	Primaire : Cu Secondaire : NbTi	6,6 / 210	100 kVA	chaud
ABB (1993)	Monophasé 50 Hz	NbTi	5,83 / 400	330 kVA	chaud
Corée (1999)	Triphasé 60 Hz	NbTi	0,44 / 0,22	100 kVA	froid

Tableau I-2 : Récapitulatif de quelques transformateurs supraconducteurs BTC construits

Parallèlement, avec la découverte des supraconducteurs HTC en 1986, ayant donc une température de fonctionnement plus élevée, l'intérêt des transformateurs supraconducteurs est relancé. La cryogénie est beaucoup moins complexe (77 K), le coût de réfrigération bien moindre, et ces matériaux sont moins sensibles que les BTC aux problèmes de surintensité (chaleur spécifique, caractéristique $E(J)$ plus "molle") du moins pour les HTC de première génération (PIT à base de Bismuth). De plus, on peut espérer que de la même manière que pour les conducteurs BTC qui existent depuis 40 ans, les supraconducteurs HTC s'amélioreront tant au niveau de leurs caractéristiques (J_c , pertes AC) qu'au niveau de leur coût de fabrication qui est relativement élevé actuellement (voir paragraphe I.4.2.c "Les conducteurs HTC") et qui représente le point de blocage majeur.

Dans un premier temps, la méconnaissance des pertes AC dans ces nouveaux matériaux rendait les premières études économiques difficiles et peu fiables. En 1993, une étude [43] faite pour le "US department of Energy" montre que les coûts d'un transformateur HTC moyennés sur sa durée de vie complète seraient moitié moindres par rapport à ceux de son homologue traditionnel. En 1994, une étude [44] montre que pour des fortes puissances (au-dessus de 1,5 MVA), un transformateur HTC permet un gain économique de plus de 70% et est 40% moins lourd qu'un transformateur classique. Les autres avantages par rapport aux modèles classiques résident dans le fait qu'ils permettent un gain en place, en poids et en sécurité appréciable dans les zones à forte densité de population où dans les dispositifs embarqués (trains à grandes vitesses). À l'heure actuelle, trois grands projets sont en cours aux États Unis, en Europe et au Japon.

I.2.2.b Les études sur les transformateurs HTC

I.2.2.b.i Les trois principaux projets

- Au Japon, l'université de Kyushu rapporte la fabrication d'un transformateur monophasé [28] [45] de 500 kVA (6.6 kV / 3,3 kV) bobiné avec du fil supraconducteur Bi_{2223} PIT et fonctionnant soit dans l'azote liquide à 77 K, soit dans l'azote liquide sous refroidi à 65 K (Figure I-15). Le circuit magnétique est à température ambiante. Ce projet montre la possibilité de transposer le conducteur et est une première étape dans l'utilisation de cryostat composite. A 77 K, le rendement mesuré était de 99,1 % à une puissance de 503 kVA et à 65 K le rendement mesuré progresse jusqu'à 99,3 % à une puissance de 800 kVA montrant ainsi l'intérêt du fonctionnement à plus basse température.

Par la suite, un transformateur monophasé de 1 MVA (22 kV / 6,9 kV) a été construit sur le même principe (circuit magnétique chaud, PIT Bi_{2223} , azote refroidit à 65 K) [46] [47]. Les performances cryogéniques sont plutôt bonnes (système cryogénique autonome pendant les trois semaines du test à Kyushu Electric power) et un bon accord entre les mesures de pertes dans les bobinages et les prédictions théoriques est observé (< 30 %). Des tests de surintensité et de courant d'enclenchement se sont déroulés avec succès. La suite du programme est la construction d'une unité 3 MVA.

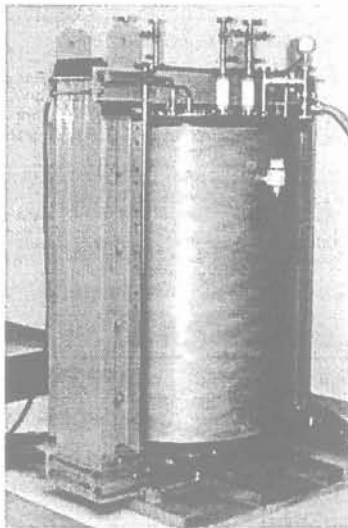


Figure I-15 : transformateur japonais 500 kVA



Figure I-16 : Transformateur Européen 630 kVA

- En Europe, ABB en collaboration avec EDF a utilisé un ruban de Bi_{2223} PIT produit par ASC pour fabriquer un transformateur triphasé de 630 kVA (18,72 / 0,42 kV), avec une impédance de court-circuit de 4,6 % et un couplage Dyn [30]. Ce transformateur utilise lui aussi plusieurs cryostats composites pour garder le circuit magnétique à température ambiante. C'est le premier transformateur supraconducteur HTC à avoir été testé en conditions réelles pendant plus d'une

année sur le réseau de distribution des "Services Industriels de Genève". Il fonctionnait en parallèle avec un transformateur classique de 1 MVA. Les résultats sont plutôt concluants si ce n'est un problème lié aux cryostats composites dans lesquels il est difficile de maintenir un vide d'isolation raisonnable sans pompage permanent.

A la suite de cette campagne d'essai, ABB et EDF ont étudié la possibilité d'exploiter les capacités des bobinages SHTC à limiter le courant en cas de défauts transitoires sur le réseau [48]. Ceci permettrait de redimensionner à la baisse toutes les protections et appareillages électriques (dimensionnés actuellement pour supporter des surintensités de plusieurs périodes) qui suivent le transformateur supraconducteur limiteur. ABB poursuivait son activité transformateur avec EDF et ASC (American Superconductor Corp.) avec notamment des recherches sur un conducteur HTC spécifique au besoin des transformateurs (fonction limiteur de courant, faibles pertes) pour une gamme de transformateurs de plus forte puissance (>10MVA). Ce programme de recherche a été arrêté pour des problèmes de coût trop élevé du conducteur PIT (année 2000).

- Aux États Unis, WES (Waukesha Electric Systems), IGC (Intermagnetics General Corp.), ORNL (Oak Ridge National Laboratory) et RG&E (Rochester Gas & Electric) visent la construction d'un transformateur SHTC d'une puissance plus importante [31]. Le but est de commercialiser un transformateur SHTC d'une puissance de 30 MVA au cours de l'année 2003. Pour le moment, un transformateur monophasé, d'une puissance de 1 MVA (13,8 / 6,9 kV) a été dimensionné, construit et testé avec succès. Ce transformateur a été dimensionné pour correspondre à une phase du transformateur triphasé de 138 kV, 30 MVA mais fonctionne à un dixième de la tension, tout cela en vue d'acquérir de l'expérience pour la construction des futurs prototypes. Le supraconducteur utilisé est du "coated conductor" Bi_{2212} qui présente l'avantage d'être moins cher que le conducteur PIT Bi_{2223} . Ce conducteur étant moins performant que le Bi_{2223} à 77 K, la température de fonctionnement du transformateur est fixée à 25 K. Le circuit magnétique est à température ambiante et le cryostat est en fibre de verre. Ce transformateur supporte sans dommage (sans réduction du temps de vie) des surintensités allant jusqu'à dix fois le courant nominal pendant deux secondes.

Un projet qui vient d'être interrompu, visait la construction d'un transformateur de 10 MVA qui devait être testé sur le réseau de puissance à Waukesha (<http://www.amsuper.com>). Ce transformateur était construit par ABB power T&D compagny avec des fils développés spécialement pour les transformateurs et fournis par American superconductor (ASC). La partie réfrigération était prise en charge par "Air Product and Chemicals, Inc.". Los Alamos National Laboratory se chargeait de la caractérisation électrique des fils. Ce transformateur devait intégrer pour la première fois la fonction limiteur de courant qui devait permettre de réduire le coût des systèmes de protection environnants.

1.2.2.b.ii Les autres développements, différentes technologies

Les transformateurs HTC décrits jusqu'ici ont les bobinages primaires et secondaires supraconducteurs (essentiellement des rubans PIT Bi₂₂₂₃), mais d'autres adoptent une solution hybride avec seulement le bobinage secondaire (forte intensité) supraconducteur, le primaire étant résistif (cuivre) [29] [49] [50]. Le but est de voir, d'analyser et de comparer avec des modèles analytiques le comportement des fils HTC en conditions réelles d'utilisation à moindre coût (un seul bobinage supraconducteur) et de tester des configurations et des technologies de montage qui pourront être appliquées par la suite sur des modèles de plus grande taille.

En marge de toutes ces réalisations, les Coréens ont construit un premier transformateur HTC monophasé de 3 kVA [51] utilisant au primaire et au secondaire un fil PIT Bi₂₂₂₃ et un circuit magnétique traditionnel le tout étant plongé dans l'azote liquide. Cette solution facilite la réalisation. Les pertes fer ($\approx 16,6$ W) sont très supérieures aux pertes dans les bobinages ($\approx 0,2$ W) malgré une induction de travail plutôt faible (0,97 T). Ils constatent que le transformateur HTC peut transporter plusieurs fois son courant nominal sans dégradation de ses propriétés à l'inverse d'un transformateur BTC. Un deuxième transformateur monophasé d'une puissance de 10 kVA a aussi été construit avec un conducteur PIT Bi₂₂₂₃ mais cette fois avec un circuit magnétique chaud [52]. À l'inverse des autres transformateurs HTC construits actuellement, celui-ci possède une forte impédance de court-circuit due à un large espacement entre les bobinages primaires et secondaires.

Sur le Tableau I-3 sont reportés quelques transformateurs entièrement supraconducteurs HTC construits à ce jour et le Tableau I-4 permet de voir l'évolution des principaux projets de transformateurs HTC.

	Monophasé / triphasé	Conducteur	Tension prim/sec (kV)	Puissance	Température de fonctionnement	Circuit magnétique
Japon	Monophasé	PIT Bi ₂₂₂₃	6,6 / 3,3	500 kVA	De 77 K à 65 K	chaud
	Monophasé	PIT Bi ₂₂₂₃	22 / 6,9	1 MVA	65 K	chaud
État-Unis	Monophasé	Coated Bi ₂₂₁₂	13,8 / 6,9	1 MVA	25 K	chaud
Europe	Triphasé	PIT Bi ₂₂₂₃	18,72/0,42	630 kVA	77 K	chaud
Corée	Monophasé	PIT Bi ₂₂₂₃		3 kVA	De 77 K à 65 K	froid
	Monophasé	PIT Bi ₂₂₂₃		10 kVA	65 K	chaud

Tableau I-3 : Récapitulatif des transformateurs entièrement supraconducteurs HTC construits

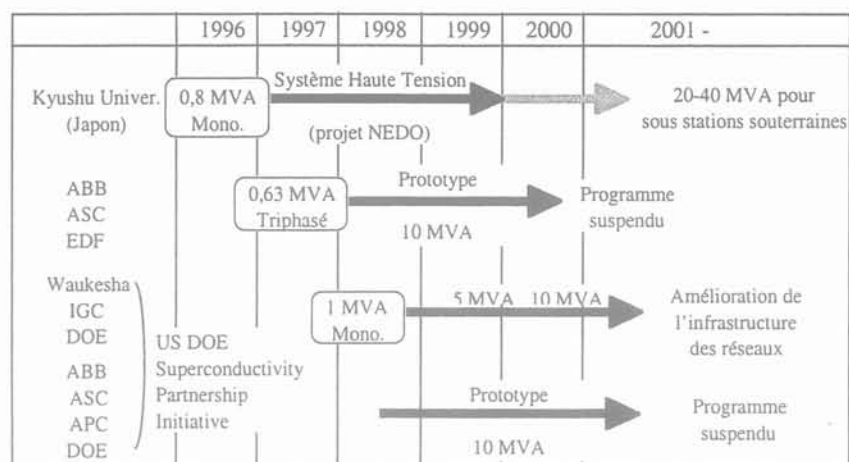


Tableau I-4 : Évolution des principaux projets de transformateurs HTC

I.2.3 Les marchés potentiels et perspectives

Avec l'accroissement des densités de puissances transportées en milieu urbain, les transformateurs de moyenne puissance doivent devenir moins volumineux, plus légers et surtout plus sûrs vis à vis des problèmes d'incendies. Les transformateurs supraconducteurs répondent à tous ces critères. Une étude de marché sur les transformateurs de puissances aux Etats-Unis montre que 90 % sont dans une gamme de puissance de 10 à 100 MVA, représentant 70 % de la valeur de tous les transformateurs vendus. Au niveau mondial, Le marché estimé est 3 ou 4 fois plus important avec un taux de croissance 2 fois plus élevé que le marché Américain [53].

		10-100 MVA	Plus de 100 MVA
Etats-Unis	Nombre d'unités	874	78
	MVA (total/moy)	33000 / 37,75	26000 / 333
	\$ (vente de transformateurs)	260 millions	109 millions
Monde		3 à 4 fois plus important Taux de croissance double	3 à 4 fois plus important Taux de croissance double

Tableau : Marché des transformateurs de puissance (1995-96)

Sachant que la durée de vie des transformateurs classiques est d'environ 30 ans et que beaucoup de ces transformateurs vont atteindre cette limite d'âge, une opportunité s'ouvre pour le développement et l'intégration des transformateurs supraconducteurs sur le marché au cours des dix prochaines années. Après cette échéance, il risque d'être beaucoup plus difficile d'imposer sur le marché les transformateurs supraconducteurs.

1.2.4 Conclusions

De nombreuses études concernant les transformateurs à base de supraconducteurs BTC ont été menées depuis 40 ans. Ces dernières ont montré la faisabilité des transformateurs supraconducteurs ainsi que le gain en poids, volume et rendement qu'ils apportent. Cependant pour des raisons de coût de réfrigération et de difficultés technologiques (cryogénie), ils concurrencent difficilement les appareillages classiques. Depuis 1986, des transformateurs HTC sont réalisés un peu partout. Il commence à émerger une maîtrise de la technologie (cryogénie + supraconducteur) qui transparaît aux travers de résultats encourageants obtenus sur des transformateurs de moyennes puissances testés sur des périodes relativement longues.

Le supraconducteur principalement employé est le fil PIT Bi₂₂₂₃. Les tests de courant d'enclenchement effectués ne semblent pas poser de problèmes. Les transformateurs HTC peuvent fonctionner jusqu'à deux fois leur courant nominal sans dégradation de leurs caractéristiques. Les pertes calculées théoriquement restent assez proches de celles qui sont mesurées mais une attention particulière doit être prise pour le champ transverse en tête de bobinage (source de fortes pertes dans les supraconducteurs). La cryogénie utilisant des cryostats en fibre de verre est mieux maîtrisée qu'à ses débuts mais reste tout de même délicate et les systèmes de réfrigération intégrés aux cryostats fonctionnent mieux.

La principale faiblesse vient des supraconducteurs PIT Bi₂₂₂₃ employés à l'heure actuelle. Heureusement, en raison de leur relative "jeunesse", on peut espérer voir une amélioration tant au niveau de leurs caractéristiques techniques (courant critique, pertes AC et aspect limitation de courant) qu'au niveau de leur coût. C'est pourquoi on cherche à développer des conducteurs tels que les "Coated conductors YBaCuO" qui, si on parvenait à les fabriquer en grandes longueurs par des procédés industriels, pourraient répondre aux besoins des applications électrotechniques. Le procédé de fabrication industriel devrait permettre de réaliser de grande longueur de manière fiable et peu chère. C'est l'objectif majeur du projet Européen nommé "READY" détaillé au paragraphe 1.3 et sur lequel porte ce mémoire.

Le Tableau I-5 récapitule les avantages ainsi que les principaux problèmes rencontrés actuellement en vue de la commercialisation de transformateurs supraconducteurs HTC.

<i>Les transformateurs supraconducteurs HTC</i>	
Avantages	"Problèmes" qui freinent leur développement à ce jour
Réduction du volume et du poids.	En concurrence avec un appareil classique déjà très performant (rendement > 98 %)
Meilleur rendement.	
Fonctionnement illimité dans le temps jusqu'à deux fois la puissance nominale sans affecter la durée de vie du transformateur [54].	Coût encore trop élevé des supraconducteurs HTC
Remplacement de l'huile par de l'azote liquide moins cher et donc plus de problèmes liés à l'inflammation de cette huile et donc moins néfaste pour l'environnement.	"Peur" des industriels vis à vis de la cryogénie
Peuvent être placés dans des environnements à risque (forte densité de population) ou dans systèmes embarqués.	Il faudrait encore une amélioration des caractéristiques (J_c et pertes AC) des supraconducteurs HTC (en cours avec les supraconducteurs HTC de seconde génération, coated conductors YBCO (voir fin du chapitre, paragraphe I.4.3))
Densité de puissance plus importante dans les sous-stations	
Impédance de court-circuit plus faible d'où une amélioration de la régulation de tension sur le réseau	
A voir dans l'avenir, une fonction limitation du courant en cas de défaut sur une ligne	

Tableau I-5 : Récapitulatif des avantages, problèmes liés aux transformateurs supraconducteurs HTC

I.3 Le projet Européen "READY"

I.3.1 Cadre, contexte

A l'heure actuelle les recherches sur le développement des transformateurs supraconducteurs utilisent les conducteurs HTC dits de première génération (PIT Bismuth). Le plus courant est le Bi_{2223} pour lequel le procédé de fabrication commence à être bien maîtrisé. Des longueurs kilométriques sont réalisées avec des caractéristiques assez homogènes. Cependant, leur coût de fabrication en grande partie dû à l'utilisation d'argent, ainsi que le courant critique encore assez faible notamment sous champ magnétique ne permettent pas pour l'instant de faire des transformateurs vraiment plus intéressants que les appareils classiques sauf sous certaines conditions particulières.

C'est pourquoi la recherche sur les supraconducteurs HTC (voir paragraphe I.4.3) dits de deuxième génération est lancée. Ces supraconducteurs se présentent sous la forme d'une couche mince d'YBaCuO déposée sur un substrat métallique. Ils devraient apporter les améliorations suivantes :

- beaucoup moins de sensibilité au champ magnétique que les PIT à 77 K.
- gains conséquents sur le prix du conducteur à l'image des supraconducteurs BTC en NbTi (NbTi égale au prix du cuivre qui est de 10 à 20 €/kA/m) car plus de limitation liée au prix de l'argent utilisé dans les PIT.
- densité de courant globale de l'YBaCuO est largement au-dessus du courant critique du Bismuth
- pertes AC inférieures, de part leur structure en couche mince, du moment qu'on évite de placer le supraconducteur sous un champ magnétique transverse.

C'est dans ce cadre que s'inscrit le projet Européen "READY". Le projet "READY" pour "Refrigerator. Efficient. Ac conductor by vapour Deposition of superconducting YBCO" regroupe un grand nombre de partenaires :

- **Oxford Instrument** (UK),
- **Schneider Electric** (France),
- **Air liquide** (France),
- **Plansee** (Autriche).
- ~~BICC (compagnie de développement et de fabrication de supraconducteur PIT Bismuth racheté par Pirelli en cours de projet),~~
- **LMGP** (Laboratoire des Matériaux et du Génie Physique),
- **JIPLEC** (Joint Industrial Processors for ELEctronics) (France),
- **IOPW** (Institut für Oberflächentechnik und Plasmatechnische Werkstoffentwicklung) (Allemagne),
- **IFW** (Institut für Festkörperforschung und Werkstofforschung) (Allemagne).

Le CNRS / CRTBT-LEG intervient dans le projet via Schneider et Air Liquide

I.3.2 Objectifs

I.3.2.a Le supraconducteur YBaCuO

Ce projet a pour objectif principal la fabrication, par un procédé industriel, d'un ruban supraconducteur YBaCuO de plusieurs mètres.

Un travail important est effectué sur le procédé de fabrication du ruban YBaCuO. Le ruban est composé d'une couche de 1 μm d'YBaCuO déposée sur un substrat en nickel de 50 $\mu\text{m} \times 1 \text{ cm}$. De nombreuses études sont lancées afin de réaliser des appareils permettant de déposer de grandes longueurs d'YBaCuO sur un substrat mobile. Les difficultés sont nombreuses :

- le fil doit avoir les meilleures propriétés techniques possibles sur l'intégralité de sa longueur,
- le procédé de fabrication doit être économique et industrialisable.

Une partie importante du travail porte sur :

- La fabrication du substrat
- La conception et la fabrication de machines de dépôt continu pour l'YBaCuO et la ou les couches tampon.

Pour réaliser des conducteurs de grandes longueurs deux voies d'élaboration sont étudiées : la MOCVD (Metal Organic Chemical Vapour Deposition) et l'évaporation thermique. Ces deux procédés de déposition sont explicités au paragraphe I.4.3.c.iv. Le choix de l'un ou l'autre n'est pas encore défini. Celui des deux procédés permettant d'obtenir une production à grande échelle avec la meilleure qualité de conducteur YBaCuO et avec la plus grande rapidité sera retenu.

I.3.2.b Le transformateur

L'objectif industriel est d'apprendre comment utiliser ce nouveau type de conducteur HTC dans des dispositifs de puissance. Dans le cadre du projet READY, on a choisi d'utiliser le conducteur YBaCuO pour réaliser un transformateur. Compte tenu des longueurs de matériau qui pourront être obtenues dans un premier temps et de leurs caractéristiques techniques le choix s'est fixé sur un transformateur monophasé de 41 kVA (secondaire 410 V, 100 Aeff) utilisant le conducteur YBaCuO au secondaire et ayant au primaire un ruban bismuth PIT (Bi_{2223}) de courant critique 40 A (section $0,35 \times 3,5 \text{ mm}^2$). Ce transformateur fait l'objet de ce mémoire. L'un des objectifs est de caractériser ce nouveau conducteur en situation réelle d'utilisation afin de voir si son potentiel théorique est confirmé.

Un des intérêts du projet étant l'étude des caractéristiques du fil YBaCuO dans un appareillage électrotechnique de puissance, il est intéressant de pouvoir faire varier la température de fonctionnement du transformateur. C'est pourquoi ce dernier sera refroidi par un cryoréfrigérateur (type tube pulsé). Le fluide réfrigérant sera soit de l'azote liquide ($T > 65 \text{ K}$) soit de l'hélium gazeux ($T < 65 \text{ K}$). L'opportunité

est donc offerte de voir le comportement du fil sous un refroidissement gazeux. La température minimale de fonctionnement prévue dans le projet est de 50 K environ.

Cela amène à parler d'un aspect industriel essentiel du projet qui est l'intégration du système de réfrigération sur le transformateur avec les bobinages supraconducteurs.

- La puissance froide disponible devra varier pour faire face aux pertes dissipées qui sont fonction de la charge électrique.
- Le fait de refroidir par un tube pulsé (voir paragraphe "le cryoréfrigérateur" chapitre III) doit permettre d'obtenir des changements rapides de condition de refroidissement et une haute fiabilité.
- Plus la température de fonctionnement est basse, plus le courant critique du fil est élevé ce qui améliore les performances de l'appareil et donc apporte un intérêt économique. D'un autre côté plus la température de fonctionnement est basse et plus les coûts de réfrigération augmentent. Il s'agit donc de trouver la température de fonctionnement pour laquelle il y a le meilleur compromis économique entre l'augmentation des performances du supraconducteur (J_c) et les coûts de réfrigération.

Les trois objectifs principaux du projet sont récapitulés dans le tableau suivant :

<i>Le projet READY</i>
Trois objectifs principaux
✕ Obtention d'une longueur raisonnable (≥ 60 m) du "coated conductor" YBCO grâce à la mise au point d'un procédé de fabrication fiable, rapide, et bon marché permettant d'obtenir de bonnes propriétés sur le conducteur et une production à grande échelle (procédé industriel).
✕ Développement d'un cryoréfrigérateur (type tube pulsé) permettant de refroidir le supraconducteur à différentes températures (de 50 K à 77 K) et sous diverses puissances. Trouver la température de fonctionnement optimale.
✕ Réalisation d'un transformateur supraconducteur monophasé de 41 kVA (410 V/ 100 A_{eff}) ayant au primaire un ruban PIT Bismuth et au secondaire l'YBCO afin de caractériser le conducteur secondaire en condition réelle d'utilisation et montrer l'intérêt de ces nouveaux conducteurs.

Tableau I-6 : Récapitulatif des trois objectifs principaux du projet "READY"

I.4 Les conducteurs supraconducteurs HTC

Dans cette partie, nous verrons les deux grandes familles de supraconducteurs HTC. En premier lieu les supraconducteurs de type PIT à base de Bismuth et par la suite les supraconducteurs HTC dits de deuxième génération (supraconducteurs YBaCuO déposés en couche mince sur un substrat métallique). Nous verrons pour chacune des familles, les techniques de fabrication, les performances et caractéristiques obtenues ainsi que l'aspect économique en comparaison avec d'autres types de conducteurs. Enfin, nous verrons les quelques points qui demandent encore à être améliorés.

I.4.1 Généralités

La découverte des supraconducteurs Haute Température Critique à partir de l'année 1986 redonnait un nouvel élan à la supraconductivité et laissait présager la suppression du verrou constitué par le coût et la complexité de la réfrigération à 4,2 K. La barre de la température d'évaporation de l'azote liquide (77 K) allait être franchie. Cette découverte pose toutefois de nouveaux problèmes notamment quant à l'élaboration de conducteurs utilisables dans des applications électrotechniques. En effet, ces supraconducteurs sont des céramiques, très dures, cassantes et par conséquent difficiles à réaliser sous forme de fils. Nous verrons différents procédés de fabrication permettant de réaliser des fils supraconducteurs HTc. Il existe deux grandes familles de supraconducteurs HTC sans éléments nocifs :

- celle à base de Bismuth (BiSrCaCuO)
- celle à base d'Yttrium (YBaCuO).

La Figure I-17 donne une représentation de la structure cristallographique de l'YBaCuO.

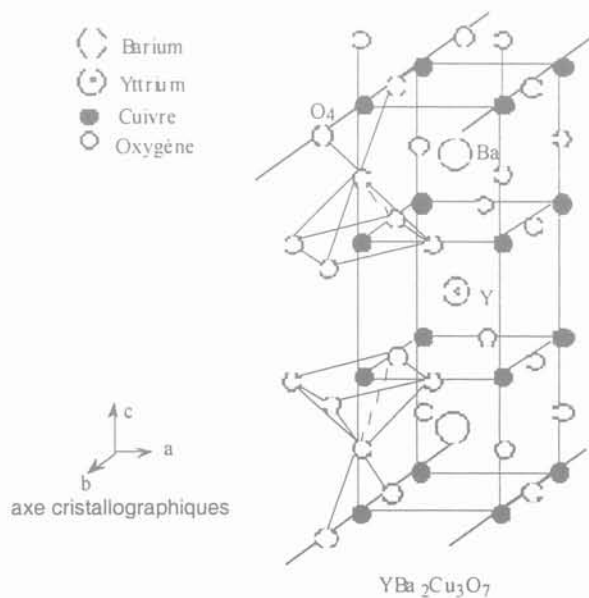


Figure I-17: Structure du composé supraconducteur HTC YBaCuO.

Contrairement aux supraconducteurs BTC, les HTC possèdent une structure à forte anisotropie : le courant circule préférentiellement dans certains plans cristallographiques. Cela impose d'aligner certains axes cristallographiques du matériau (texturation entre autres) pour obtenir de bonnes propriétés de transport. Que ce soit dans les composés à base de Bismuth ou d'Yttrium, ce sont les plans formés par l'oxygène et le cuivre (plans ab) qui sont le siège de la supraconductivité. Comme nous le verrons, pour les supraconducteurs à base de Bismuth, on aligne les axes c des composés (perpendiculaire aux plans ab) de façon mécanique par simple laminage. Pour les supraconducteurs à base d'Yttrium, il faut aligner à la fois les axes c mais aussi les axes cristallographiques a et b entre eux (épitaxie) pour obtenir des propriétés de transport intéressantes (composés texturés 1000 A/mm^2 , composés épitaxiés 10000 A/mm^2). Cette opération ne peut malheureusement pas se faire mécaniquement.

Les propriétés de transports de ces céramiques sont donc très sensibles à l'orientation cristallographique mais aussi à la direction du champ magnétique extérieur. Lorsque le champ magnétique est parallèle au plan ab et perpendiculaire au courant la diminution du courant critique est bien moindre que lorsque le champ magnétique est perpendiculaire (parallèle à l'axe c).

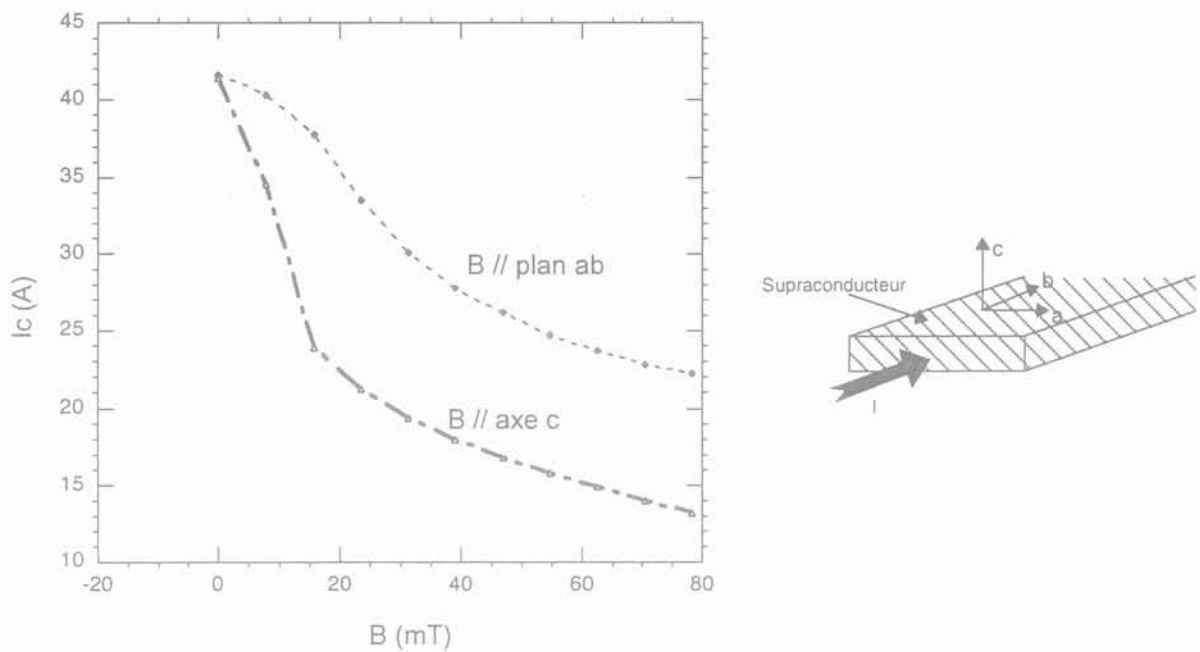


Figure I-18 : Caractéristique critique d'un fil PIT Bi_{2223} ($0,35 \times 3,5 \text{ mm}^2$) en fonction de l'orientation de l'induction magnétique

De même, les propriétés thermiques et la résistivité à l'état normal de ces composés sont anisotropes (axe c ou le long des plans ab).

I.4.2 Les supraconducteurs à base de bismuth

I.4.2.a Le procédé de fabrication

I.4.2.a.i Les fils PIT

Les fils supraconducteurs à haute température critique à base de bismuth sont fabriqués par le procédé PIT (powder in tube) (Figure I-19) [55] [56] [57].

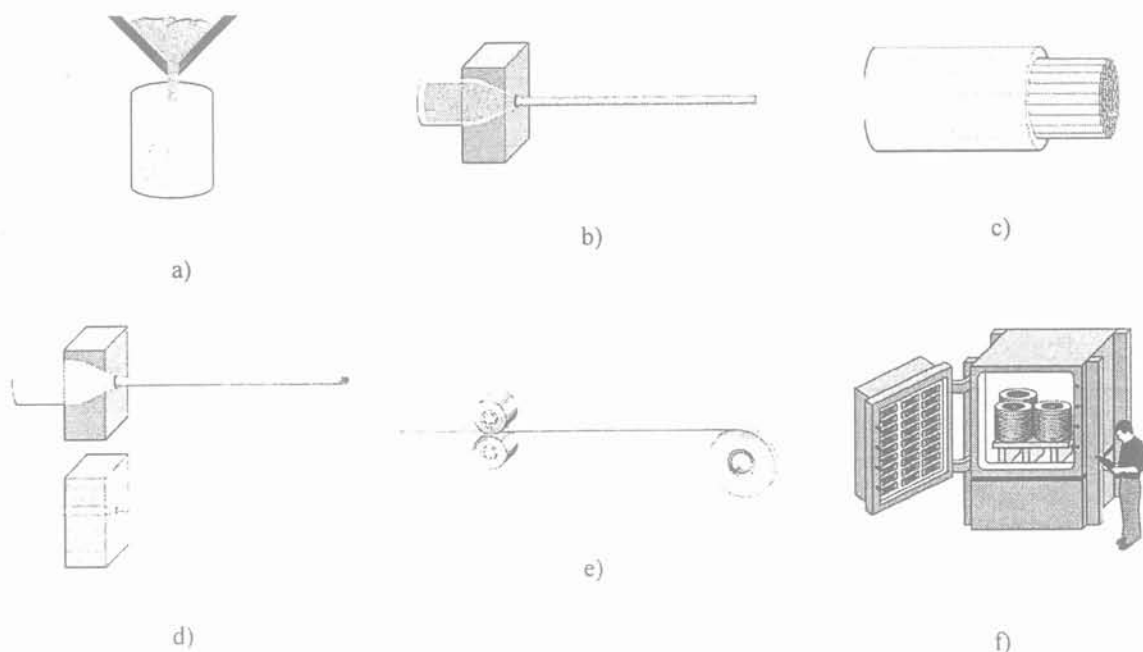


Figure I-19 : Procédé de fabrication fil HTc PIT (source : American Superconductor. <http://www.amsuper.com>)

Monofilament

- a) remplissage du tube en argent par le précurseur
- b) extrusion

Multifilament

- c) mise en place de tous les filaments dans un tube en argent final
- d) extrusion
- e) laminage
- f) traitement thermique

Un mélange de poudre, appelé le précurseur, fait à partir des bonnes proportions des composés Bi_2O_3 , PbO , SrCO_3 , CaCO_3 et CuO , est introduit à l'intérieur d'un cylindre en argent (a). L'argent est utilisé car il ne réagit pas chimiquement avec le composé bismuth et permet la diffusion de l'oxygène à haute température. Cette dernière propriété est importante car une partie du traitement se fait sous atmosphère contrôlée en oxygène. On peut également utiliser une matrice à base d'alliage d'argent (AgCu , AgAu , AgMg , AgPd), celle-ci améliore surtout les propriétés mécaniques et augmente la

résistivité de la matrice limitant ainsi les pertes AC. Une fois le précurseur introduit dans le tube, l'ensemble est étiré par une opération d'extrusion (b). Un certain nombre de ces tubes monofilamentaires sont empilés (c). Cet assemblage est alors extrudé à nouveau pour atteindre le bon diamètre (d).

Dans les PIT, la texturation (Figure I-20) (alignement des axes c des différents grains supraconducteurs) se fait par voie mécanique, par laminage du ruban (e). Ceci conduit à un rapport, largeur sur épaisseur, important (environ 10). Les grains élémentaires des composés Bismuth se présentent en effet sous forme de plaquettes que l'on peut observer au MEB (Figure I-21) et qui s'alignent facilement par un procédé mécanique.

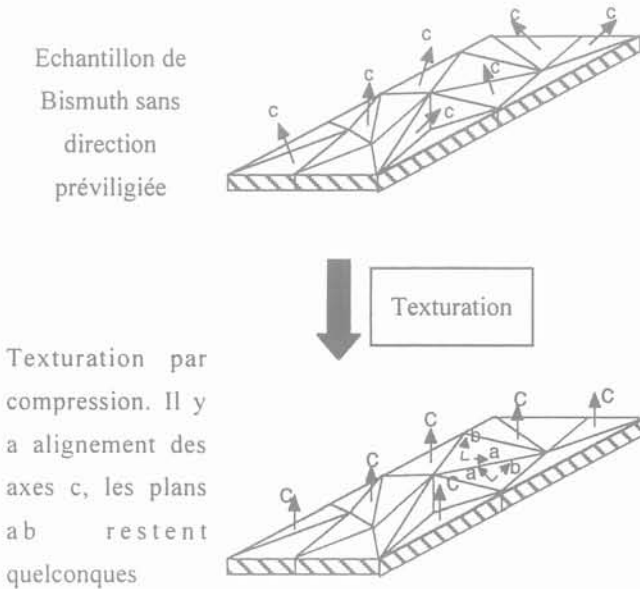


Figure I-20 : Texturation d'un échantillon de bismuth

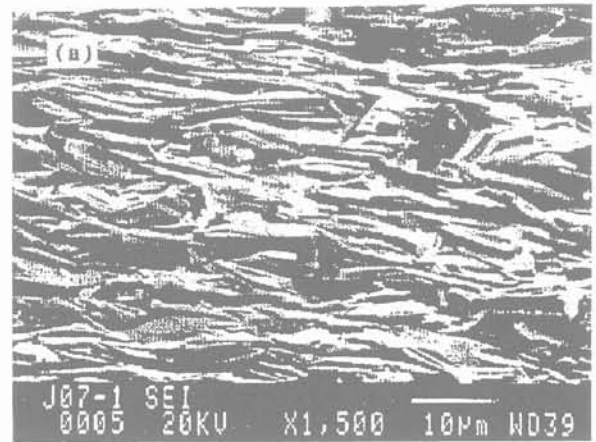


Figure I-21 : Structure lamellaire d'un échantillon de Bi_{2223} texturé photos MEB de J. Noudem, [58].

Ce procédé débouche ainsi sur la réalisation d'un fil de section rectangulaire possédant une structure multifilamentaire (Figure I-22). Cette structure est nécessaire dans un premier temps pour des raisons mécaniques. En effet, les supraconducteurs HTC sont des matériaux céramiques, donc très cassants. Par conséquent, il n'est pas possible d'obtenir des fils à structure monofilamentaire de section suffisante pouvant être manipulés et bobinés comme des fils de cuivre classique.

La Figure I-22 montre les filaments supraconducteurs de bismuth noyés dans la matrice en argent : les parties grisées représentent les composés Bismuth, les parties les plus claires représentent l'argent. Le coefficient de remplissage de la phase supraconductrice est actuellement d'environ 30 %. Une série de traitements thermiques spécifiques (environ une centaine d'heures) sous atmosphère réduite en oxygène vers 840 °C permet d'obtenir le produit final en faisant réagir la poudre de Bismuth pour former le supraconducteur HTC à l'intérieur de l'argent.

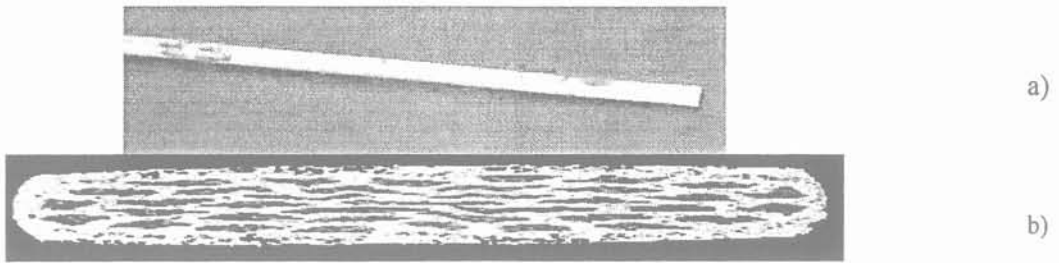


Figure I-22 : a) fil PIT HTC de BICC ; b) Section fil PIT BICC (photo MEB) $0,35 \times 3,5 \text{ mm}^2$

1.4.2.a.ii Les bobinages

La réalisation des bobinages entraîne une diminution des caractéristiques supraconductrices. Pour réaliser les bobinages, il existe deux techniques [59] :

- ◆ la technique React and Wind (réagi puis bobiné) qui est la plus simple à mettre en place. Le fil est réalisé comme décrit précédemment et est par la suite bobiné. Cette technique entraîne une baisse des propriétés de transport du fil si le rayon de courbure est trop petit ($< 30 \text{ mm}$) à cause de la détérioration des connexions entre les grains (contraintes, désalignement de certains axes c). Il a été mesuré [59] une baisse d'environ 20 % du courant critique pour un rayon de courbure de 15 mm.
- ◆ la technique Wind and React (bobiné puis réagi) qui conduit à de meilleurs résultats ; elle est toutefois plus complexe à mettre en place. Il s'agit de mettre le conducteur "non réagi" sous forme de bobine puis de réaliser les traitements thermiques permettant d'obtenir la phase supraconductrice. Il n'y a pas de manipulation du conducteur après l'obtention de la phase supraconductrice ce qui permet de ne pas endommager les connexions entre les grains.

1.4.2.a.iii Structure plus isotrope de certains conducteurs

Les filaments supraconducteurs aplatis à l'intérieur du fil PIT renforcent encore le caractère anisotrope du conducteur. Pour diminuer cette anisotropie, des géométries originales sont proposées :



Figure I-23 : Conducteur PIT à anisotropie réduite

I.4.2.b Les deux principaux composés HTC au bismuth utilisés

Il existe principalement deux composés supraconducteurs au bismuth :

- le composé Bi₂₂₂₃ [60] (Bi₂Sr₂Ca₂Cu₃O_{10+x}) (T_c = 110 K)
- le composé Bi₂₂₁₂ [61] (Bi₂Sr₂Ca₁Cu₂O_{8+x}) (T_c = 85 K)

Ils sont utilisés l'un et l'autre en fonction de l'application recherchée. Le Bi₂₂₁₂ est le plus simple à synthétiser. Cependant, ces performances (J_c(B,T)) sont moins bonnes que celles du Bi₂₂₂₃ sauf à très basse température (4,2 K) où il présente de meilleures densités de courant critique sous forte induction.

Par conséquent, pour une utilisation du fil dans les bobinages de transformateur, le Bi₂₂₂₃ est utilisé. A 77 K, il est le mieux adapté pour un fonctionnement en alternatif sous des champs magnétiques pas trop importants. Par contre, pour une utilisation à très haut champ (20 T) par exemple, c'est le Bi₂₂₁₂ qui sera utilisé à 4,2 K pour avoir une densité de courant critique intéressante.

I.4.2.c Aspect économique

Le principal défaut de ces conducteurs réside dans leur coût pour l'instant assez élevé, essentiellement dû à l'argent nécessaire pour la fabrication. Les prix sont donnés en Euro par kilo ampère et par mètre (prix d'un conducteur d'un mètre transportant un courant de mille ampères) pour permettre une comparaison facile entre les différents matériaux utilisés. Le Tableau I-7 résume les principales données relatives aux conducteurs potentiellement utilisables en électrotechnique. Actuellement, le prix du supraconducteur Bi₂₂₂₃ est d'environ 300 €/kA/m. Le seuil économique est estimé à 10 €/kA/m [62] soit la moitié du coût du cuivre.

Un prix de 50 €/kA/m semble pouvoir être atteint en améliorant le courant critique du conducteur et en le produisant en plus grande quantité (passage d'une production de 200 km/an à 2000 km/an).

Type	Coût
Cuivre	20 €/kA/m
NbTi	1-2 €/kA/m 10 €/kA/m (AC)
Bi ₂₂₂₃	300 €/kA/m (50 €/kA/m prévu en 2005)
Y ₁₂₃	Non commercialisé (pas de blocage apparent pour obtenir 10 €/kA/m)

Tableau I-7 : Comparaison des prix entre les différents conducteurs

I.4.2.d *Caractéristiques techniques actuelles*

Le procédé de fabrication commence à être bien maîtrisé et des fils de plusieurs kilomètres avec des caractéristiques assez homogènes sont réalisés. A l'heure actuelle, les densités de courant critique de la zone filamentaire (J_c) obtenues par différentes sociétés pour un fil Bi_{2223} ou Bi_{2212} sous un champ magnétique nul, à 77 K ou 4,2 K et selon la longueur sont données dans le Tableau I-8 :

Type de conducteurs	J_c (en A/mm ²)	Longueur (en m)	Organisme
Bi_{2223} (77 K, 0 T)	230	1000	NST
	278	114	Sumitomo
	220	400	Vacuumschmelze
	362 (en moyenne) 730	Sur 100 rubans de 200 m court	ASC
	120	1200	IGC
	300	court	Nexans
Bi_{2212} (4,2 K, 0 T)	4900	50	Hitachi
	1600	> 100 m	IGC
	2000	1000	Nexans

Tableau I-8 : Densité de courant critique (J_c) pour différents fils Bi_{2223} ou Bi_{2212} .

I.4.2.d.i *Performance technique des conducteurs Bi-2223 (chiffres A.S.C.)*

La Figure I-24 montre l'évolution de la densité de courant des conducteurs PIT de la société ASC depuis 1991.

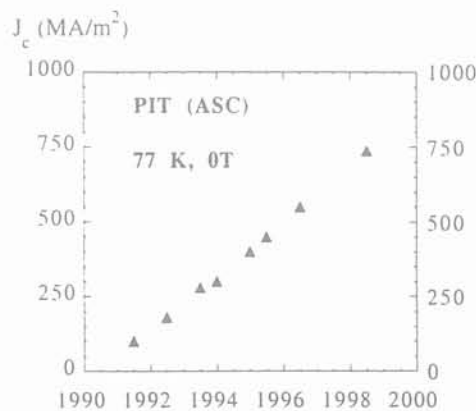


Figure I-24: Evolution de la densité de courant critique depuis 1991 (sur échantillon court ASC)

La Figure I-25 donne l'évolution de la densité de courant critique en fonction du champ magnétique.

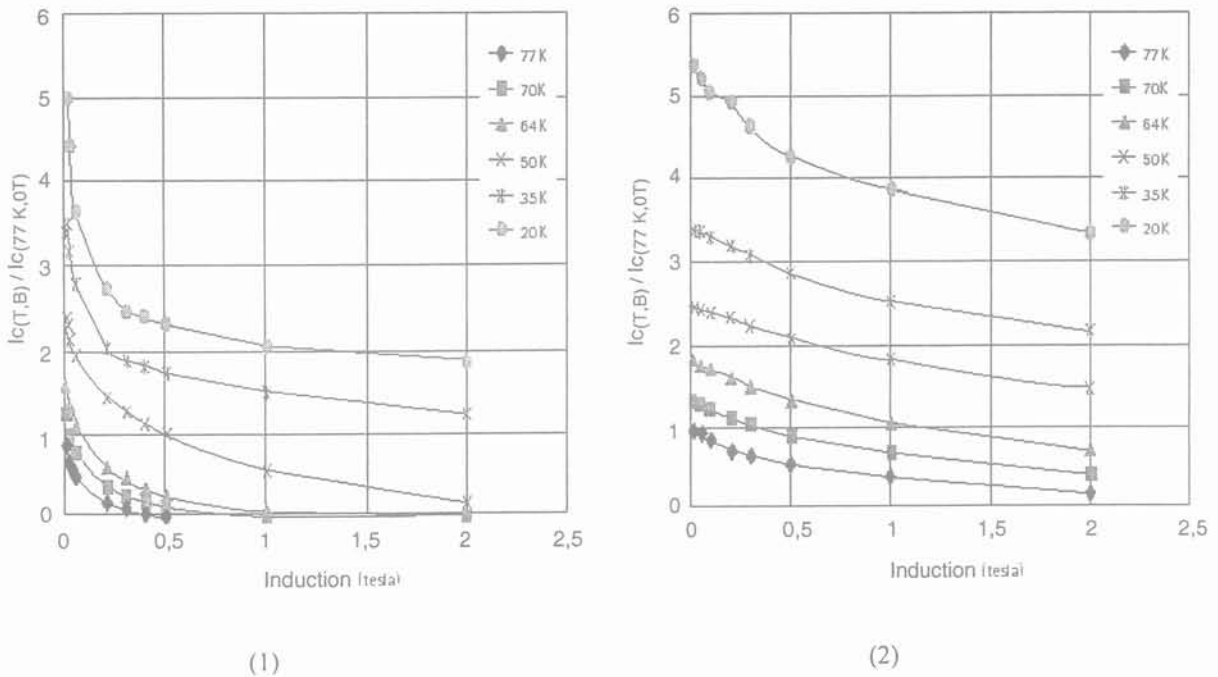


Figure I-25 : évolution du courant critique des conducteurs Bi₂₂₂₃ (ASC) en fonction de l'induction parallèle à c (1) ou parallèle aux plans ab (2) et selon la température.

(source : American Superconductor. <http://www.amsuper.com>)

Les applications comme les moteurs, transformateurs fonctionnent sous champ magnétique. Ces courbes montrent qu'on peut utiliser les conducteurs Bi₂₂₂₃ pour des applications sous champ magnétique (environ 5 T) à une température de 20 à 40 K. Dans un transformateur, comme celui développé dans le cadre du projet READY, l'induction magnétique sur les bobinages ne dépasse pas quelques dizaines de mT autorisant ainsi une utilisation des fils PIT à 77 K.

Les conducteurs PIT Bi₂₂₂₃, à condition de respecter les données de la Figure I-25 ont donc des densités de courant critique suffisantes sous champ magnétique pour permettre leur utilisation dans des applications électrotechniques.

I.4.2.d.ii Tenue mécanique

Sous induction magnétique, un conducteur parcouru par un courant est soumis à la force de Lorentz. Les supraconducteurs HTC PIT sont très sensibles aux contraintes mécaniques. Les filaments, étant noyés dans une matrice en argent très ductile, sont peu robustes. Si la matrice est en argent pur, le courant critique du conducteur se détériore à partir d'une contrainte de 50 MPa [56]. Pour améliorer la tenue mécanique des conducteurs, on peut :

- utiliser une matrice alliée (ex : AgMg) ; le courant critique commence à se détériorer à partir d'une contrainte d'environ 100 MPa, et le rayon de courbure minimum est lui aussi amélioré (rayon de courbure = qq cm),
- ajouter une fine couche (35 μm) d'acier inoxydable (conducteurs ASC) sur les deux grands côtés du conducteur ; le conducteur résiste alors très bien à un effort inférieur à 400 MPa. Toutefois, cette couche fait décroître le courant critique d'environ 33 %.

1.4.2.e Perspectives futures pour une utilisation de ces conducteurs en courant alternatif

Pour que les conducteurs PIT soient utilisés dans des applications commercialement rentables, il faudrait :

- avoir une densité de courant critique d'utilisation à 77 K de 300 à 800 A/mm²,
- réduire encore les pertes AC et l'anisotropie,
- réduire le prix de vente des conducteurs pour atteindre ou s'approcher de la barre des 10 €/kA-m,
- augmenter encore la tenue mécanique des conducteurs.

Au vu des caractéristiques obtenues sur de faibles longueurs de rubans, on peut espérer en améliorant encore le procédé de fabrication que les densités de courant critique de ces conducteurs vont encore largement progresser et atteindre les valeurs désirées.

1.4.3 Les conducteurs HTC déposés

Comme nous venons de le voir, la structure d'un supraconducteur PIT haute température critique au Bismuth consiste en de très nombreux filaments de Bismuth noyés dans une matrice en argent (Figure I-26 gauche). Pour les supraconducteurs HTC dits de deuxième génération [63] [64] [65], comme celui développé au cours du projet READY, la structure est différente. Du fait de leur fragilité (matériau céramique) un procédé de fabrication différent doit être envisagé.

1.4.3.a Structure générale

Il s'agit ici d'un empilement de plusieurs couches constituées par le substrat, la couche tampon et l'YBaCuO qui donne la structure représentée (Figure I-26 à droite).

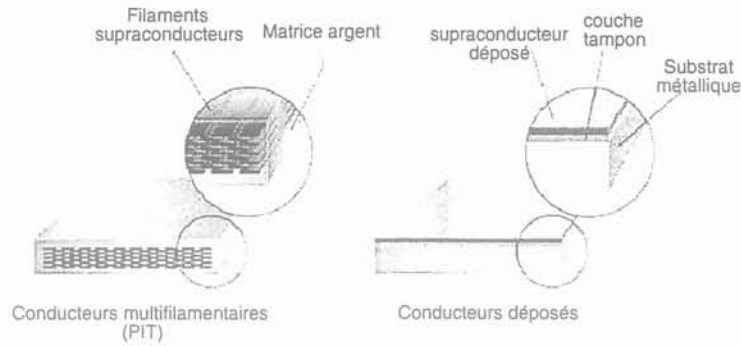


Figure I-26 : Structure d'un Fil PIT (Gauche) et d'un fil YBCO (droite)
 (source : American Superconductor. <http://www.amsuper.com>)

I.4.3.b Propriétés, texturation et couche tampon

Ces composés à base d'Yttrium possèdent une ligne d'irréversibilité (correspond au champ critique H^*) nettement plus favorable que les composés au Bismuth. On peut ainsi les utiliser sous des champs magnétiques plus importants à la température de l'azote liquide ($\mu_0 H^*_{(YBaCuO, 77\text{ K})} = 5\text{ T}$)

Les avantages principaux de ces conducteurs déposés sont :

- de grandes valeurs de J_c ,
- de très bonnes propriétés pour J_c sous champ magnétique à 77 K,
- de faibles pertes AC qui permettent leur utilisation en alternatif (à condition de prendre des précautions quant à l'orientation du champ magnétique).

L'inconvénient principal de ces conducteurs est pour le moment une forte complexité de fabrication industrielle en grandes longueurs. En effet, l'YBaCuO se texture (épitaxie) beaucoup plus difficilement que les composés au Bismuth (pas de procédé mécanique). De plus, pour avoir de bonnes propriétés supraconductrices et posséder des performances optimales, il ne suffit pas de texturer, il faut **épitaxier** La couche d'YbaCuO. Cela signifie que lors de la fabrication de ces couches minces, les procédés doivent permettre d'aligner tous les axes cristallographiques (a, b et c) (Figure I-27).

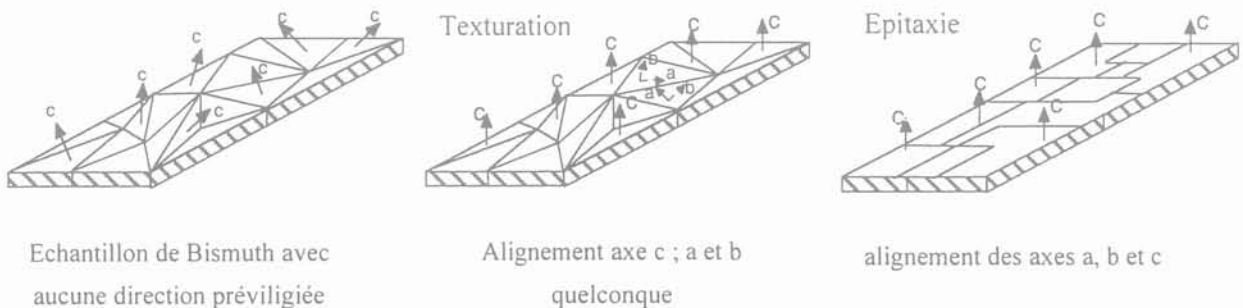


Figure I-27 : Epitaxie

Les propriétés des films d'YBaCuO sont donc très liées à leur orientation cristalline et donc à la qualité cristallographique des substrats sur lesquels on les fait croître. Ces substrats doivent répondre à plusieurs exigences qui sont : leur stabilité chimique (pour ne pas risquer de dégrader le film par la ségrégation de phases parasites ou la substitution d'atome du film par des atomes du substrat), l'accord de maille avec le film YBCO pour éviter les défauts d'interface (dislocations), leur orientation cristalline déterminante pour la qualité du film déposé, les différences de coefficients de dilatation entre les deux matériaux, l'état d'interface.

Les composés à base d'Yttrium réagissant facilement avec les matériaux métalliques, il est nécessaire de placer une couche tampon (YSZ : Ytria-Stabilized zirconia : Y_2O_3 stabilisé par un oxyde de Zirconium, MgO, ou CeO_2) entre le matériau supraconducteur et le film métallique pour isoler chimiquement le supraconducteur du métal. Cette couche tampon a un double rôle : d'une part isoler chimiquement le supraconducteur du film métallique et d'autre part transmettre la texture à l'YBaCuO quand il sera déposé (adaptation des paramètres de maille).

Les procédés de fabrication actuels partent soit d'un substrat texturé soit d'une couche tampon texturée, le substrat étant quelconque.

I.4.3.c Procédés de fabrication

I.4.3.c.i Réalisation des substrats

Pour fabriquer les substrats, il existe deux techniques différentes :

- utilisation d'un substrat métallique avec des **couches tampons texturées**,

méthode **I.B.A.D.** (Ion Beam Assisted Deposition).

- réalisation d'un **substrat métallique texturé** sur lequel on dépose la ou les couches tampons.

méthode **R.A.Bi.T.S.** (Rolling Assisted Biaxially Textured Substrates)

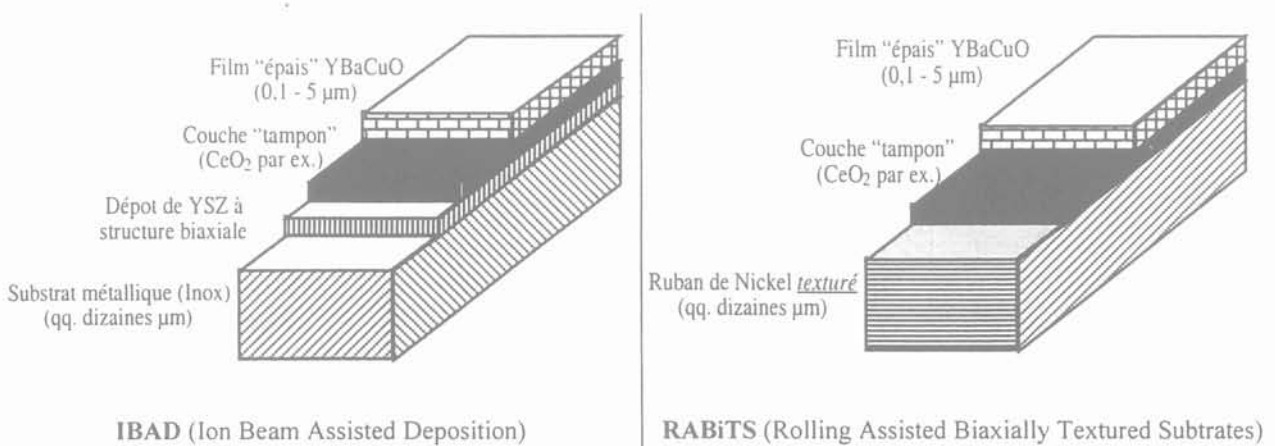


Figure I-28 : Structure des fils obtenus par les méthodes IBAD et RABiTS

I.4.3.c.ii Description du procédé RABiTS

C'est ce procédé qui a été retenu pour le projet READY puisqu'il semble être le plus industrialisable. Cette méthode utilise un ruban de Nickel pur ou allié qui subit des traitements thermiques et mécaniques (laminages) pour obtenir la texturation requise : cette texture doit être uniforme, elle permettra ainsi un dépôt uniforme de la couche tampon, nécessaire pour isoler chimiquement le composé supraconducteur du Nickel et enfin un bon alignement des axes a, b et c de la couche supraconductrice (Figure I-29 a).

La couche tampon permet donc d'isoler chimiquement le supraconducteur de la couche métallique et transmet la texture du métal au supraconducteur. Actuellement, des résultats intéressants en densité de courant sont obtenus avec trois couches tampons même si on cherche à avoir une seule couche tampon. Sur la Figure I-29 b), on peut voir la déposition par PVD (physical vapor deposition) d'une sous couche d'oxyde. La Figure I-29 c) et d) montre la déposition du précurseur YBCO sur l'ensemble substrat couche neutre puis l'ensemble des traitements thermiques, oxygénation qui permettent d'obtenir la phase supraconductrice avec de bonnes propriétés. Une fois le ruban obtenu, il est découpé à la largeur désirée selon les applications pour lesquelles il est destiné.

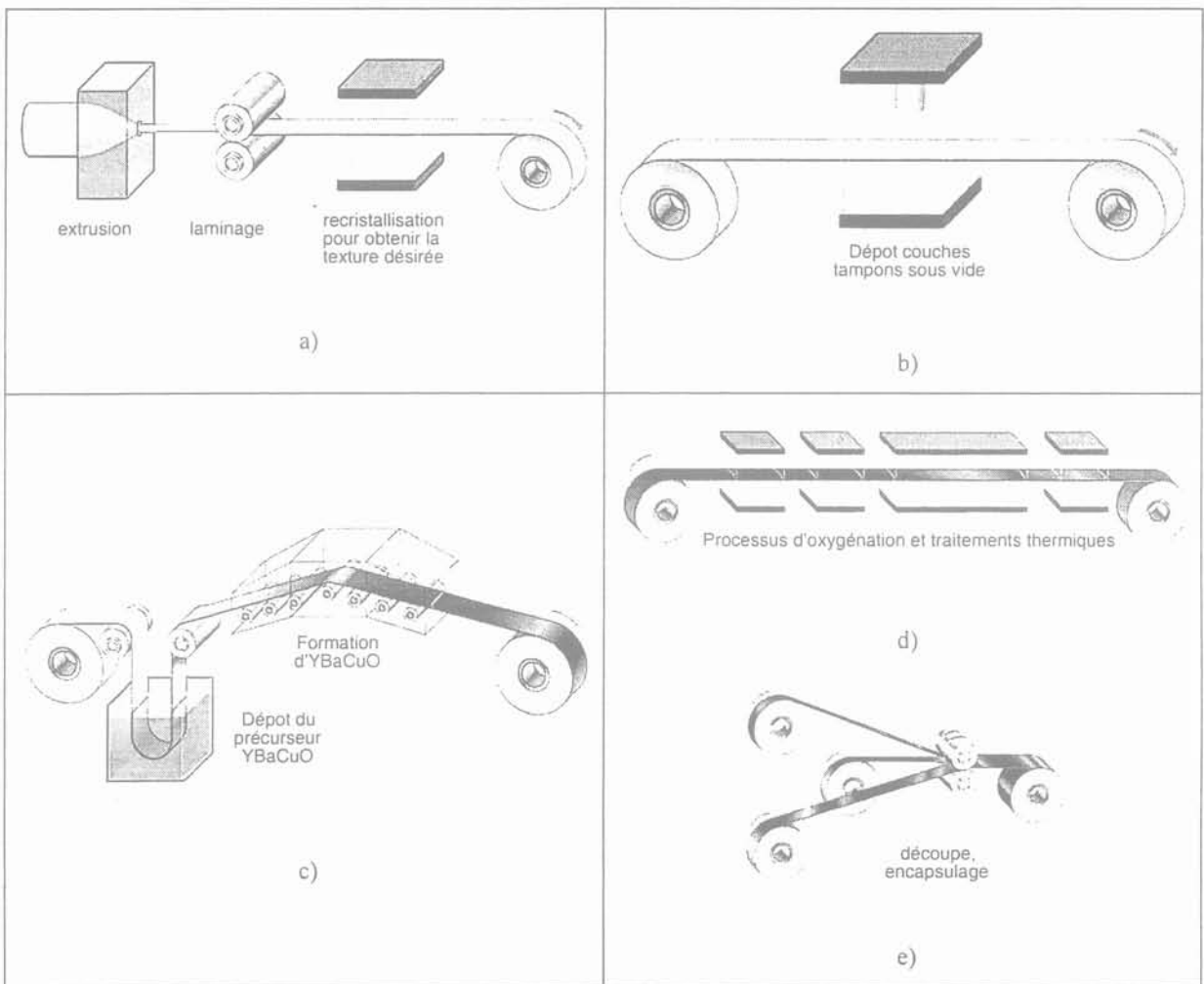


Figure I-29 : Fabrication fil "coated"(source : American Superconductor. <http://www.amsuper.com>)

Cette technique de mise en œuvre pour fabriquer des conducteurs de grandes longueurs n'est toutefois pas encore au point et est développée dans le projet READY. Actuellement, la densité de courant critique [64] est environ de :

- 10000 A/mm² à 77 K sous 0 T, l = 1 cm,
- 2000 A/mm² à 77 K sous 0 T, l = 10 cm.

1.4.3.c.iii La méthode IBAD

Cette méthode part d'un substrat métallique (Inox) non texturé sur lequel est déposée une fine couche tampon d'YSZ ou MgO d'épaisseur environ 1 µm. La difficulté consiste à texturer biaxialement cette couche tampon. La technique est montrée sur la Figure I-30. Une première source d'ions bombarde une cible composée du matériau à déposer (YSZ ou MgO) sur le substrat. Dans le même temps, une seconde source ionique bombarde la couche tampon, pendant son dépôt, selon un angle bien précis afin de la texturer. Ce procédé est donc long et cher. Le remplacement de l'YSZ par le MgO pourrait permettre une épaisseur ne dépassant pas 10 nm.

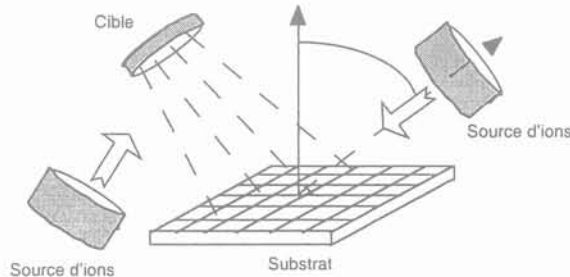


Figure I-30 : Le procédé IBAD

Le substrat doit être bien lisse pour pouvoir aligner les grains correctement et ainsi faciliter le passage du courant selon les plans ab du supraconducteur. Une fois le substrat réalisé, on vient déposer la couche supraconductrice (YBaCuO). Actuellement, la densité de courant critique [64] est environ de :

- 13 000 A/mm² à 77 K sous 0 T (1 cm)
- 8 000 A/mm² à 77 K sous 0 T (1 m)

Ces valeurs sont données pour des conducteurs de faibles longueurs car la technique de mise en œuvre pour fabriquer des conducteurs de grandes longueurs n'est pas encore au point

1.4.3.c.iv Les techniques de déposition de l'YBaCuO

Une des techniques de réalisation de la couche mince d'YBaCuO est celle décrite dans le procédé RABITS de la Figure I-29. Cette méthode est appelée sol-gel. Le substrat est trempé dans une solution liquide contenant le précurseur YBaCuO puis divers traitements (thermique, oxygénation) permettent d'obtenir la phase supraconductrice.

Dans le cadre du projet READY, la technique MOCVD (Metal-Organic Chemical Vapor Deposition) est étudiée. Un précurseur organique des métaux que nous voulons déposer est réalisé. Il est

ensuite évaporé puis porté sous forme de "brouillard" au-dessus du substrat chauffé. A ce moment, les molécules organiques sont crackées (séparation des atomes) et les métaux se déposent sur le substrat.

Une autre technique est utilisée pour le projet : l'évaporation par un faisceau d'électrons. Des électrons viennent taper sur trois cibles (une d'Yttrium, une de Baryum et une de Cuivre) pour arracher les atomes qui vont alors se déposer sur le substrat. Il s'agit de réguler les flux d'électrons sur les cibles pour obtenir les bonnes proportions stœchiométriques de chaque constituant, tout cela sous atmosphère réduite en oxygène.

On peut citer d'autres techniques comme :

- la pulvérisation cathodique ; une différence de potentiel est mise entre la cible et le substrat qui permet de ioniser l'atmosphère constitué d'argon et d'oxygène ; les ions Ar^+ viennent alors taper la cathode (cible d'YBaCuO) et arrache les atomes qui se déposent sur le substrat,
- la méthode PLD (Pulse Laser Deposition) qui est actuellement la plus utilisée ; elle utilise un faisceau laser qui arrache des atomes à la cible pour les déposer sur le substrat. Cette méthode est efficace mais elle n'est absolument pas industrielle pour des rubans de grande longueur.

1.4.3.d Conclusion

Les densités de courant critique obtenues jusqu'ici sont très élevées ($J_c \approx 10000 \text{ A/mm}^2$, 77 K, 0 T). De plus, elles se conservent bien en présence de champ magnétique. Ceci apporte donc un gain intéressant par rapport aux supraconducteurs PIT bismuth. Cependant, pour le moment, il n'existe pas encore de procédés industriels permettant de faire des longueurs importantes. Par ailleurs, il n'y aurait aucun blocage pour que le coût de ces conducteurs atteigne l'objectif des 10 €/kA/m.

Pour terminer, voyons quelques densités de courant critique obtenus à l'heure actuelle sur divers échantillons. Le Tableau I-9 donne des densités de courant critique obtenues actuellement par différents organismes sur des échantillons courts et en fonction de la méthodes de réalisation.

Méthode	Organisme	$J_c \text{ (A/mm}^2\text{)}$	L (cm)	Date
IBAD	Fujikura	$3,8 \cdot 10^3$	90	1999
		$2,3 \cdot 10^3$	190	1999
	Los Alamos	$8,0 \cdot 10^5$	100	1998
	Zentrum für Funktionswerkstoffe gGmbH (H.C. Freyhardt et A. Usoskin)	$6 \cdot 10^3$	200 (Bobine 8 spires)	2001
RABiTS	ORNL	$> 1,0 \cdot 10^4$	1	1998
		$2,0 \cdot 10^3$	10	1998

Tableau I-9 : Densité de courant critiques (77 K, 0 T) obtenus actuellement sur différents échantillons courts de conducteurs déposés

La Figure I-31 compare les meilleurs performances obtenues actuellement en A/cm (il faut diviser par l'épaisseur de la couche supraconductrice pour obtenir le J_c) sur des échantillons courts.

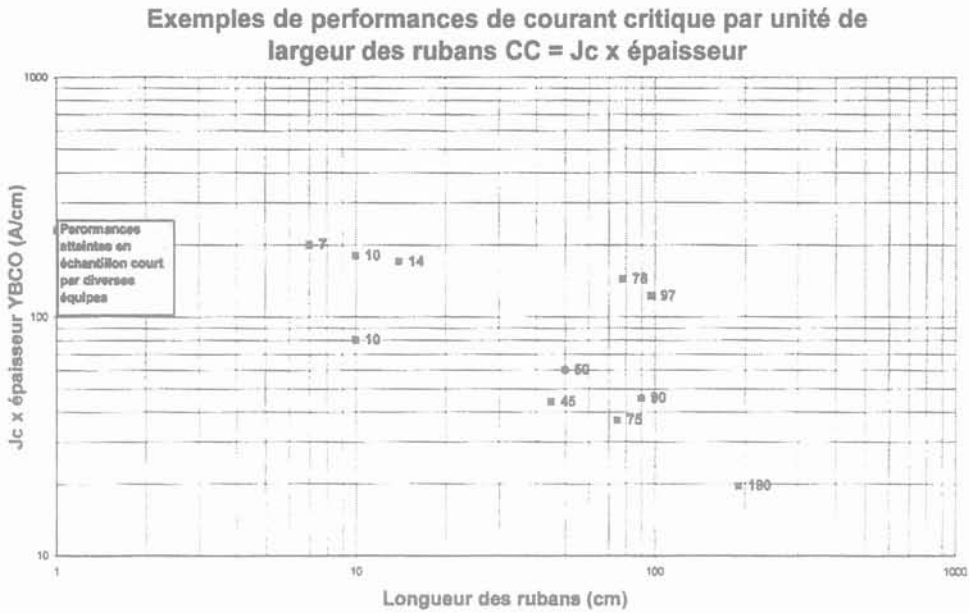


Figure I-31 : Densité de courant par unité de largeur en fonction de la longueur des rubans (référence : P. Manuel EDF mai 2000)

La Figure I-32 compare les décroissances de la densité de courant critique de divers conducteurs déposés (méthodes RABiTS) dont le conducteur de READY en fonction de l'orientation et de la valeur du champ magnétique appliqué.

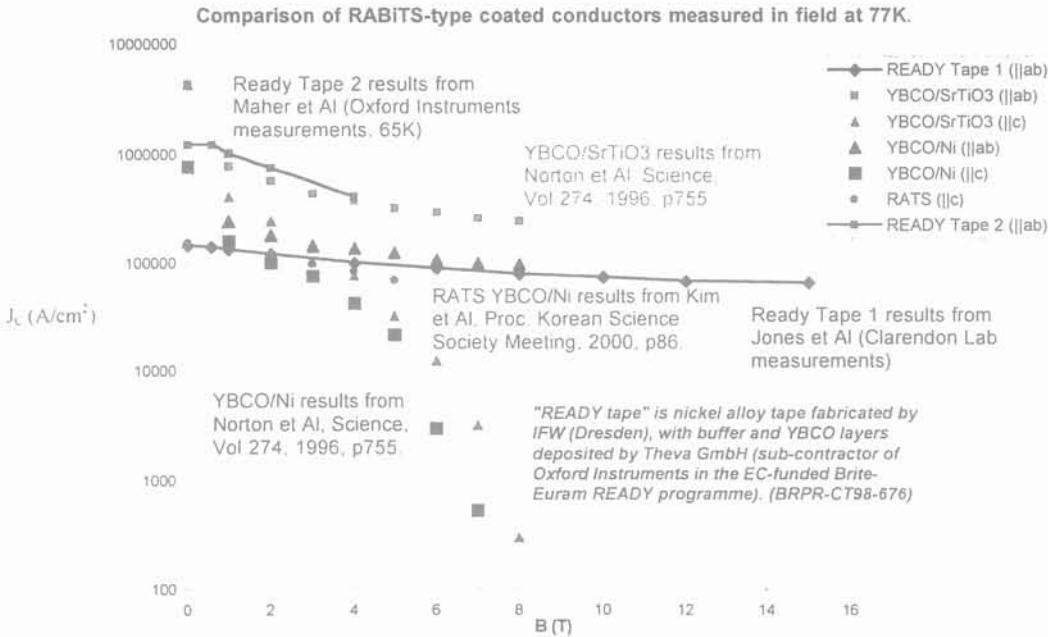


Figure I-32 : Comparaison des densités de courant de différents conducteurs déposés (méthodes Rabits) dont celui de READY en fonction de l'orientation et de la valeur du champ magnétique à 77 K

En résumé, tous ces résultats sont obtenus sur des échantillons assez courts (< 2 m). Une réduction du prix des conducteurs et une augmentation de leur longueur de fabrication est indispensable pour que des applications supraconductrices HTC débouchent.

I.5 Bibliographie

- [1] H.K Onnes, "Further experiments with liquid helium", Communication from the Physical Laboratory of the University of Leiden (1911)
- [2] J. Bardeen, I.N. Cooper et J.R. Schrieffer, "Theory of superconductivity", Phys. Rev. **108** (1957) 329
- [3] J.G. Bednorz et K. A. Müller, "Possible high T_c superconductivity in the BaLaCuO system", z. Phys. B. Cond. Matter **64** (1986) 189
- [4] M.K. Wu, J.R. Ashburn, C.J. Torng, P.H. Hor et al, "Superconductivity at 93 K in a new mixed-phase YBaCuO compound system at ambient pressure", Phys. Rev. Letter **58** (1987) 908
- [5] P. Anderson, Y. Kim, "Theory of the motion of Abrikosov Flux Lines", Rev. Mod. Phys., Hard Superconductivity : **36** 30 (1964)
- [6] E.Vinot "Modélisation des supraconducteurs HTc, applications au calcul des pertes ac" Thèse de l'INPG école EEATS spécialité Génie électrique avril 2000.
- [7] G.C. Liang, D. Zhang,, C.F. Shih; R.S. Withers et al "High-power HTS microstrip filters for wireless communication ", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.94CH3389-4) NewYork, 1994; 3 vol. p.183-6 vol.1.
- [8] F. C. Wellstood, Y.Gim, A. Amar, R.C. Black, et al, "Magnetic Microscopy Using SQUID", IEEE Trans. On app. Supercon., vol. 7 n° 2 (1997) 3134
- [9] L. Mechin, J.-C. Villegier, D. Bloyet, "Suspended epitaxial YBaCuO bolometers on silicon and SIMX substrates", IEEE Trans. On App. Supercon., vol. 7 n° 2 (1997) 2383
- [10] A. Erraud, "Suspensions magnétiques supraconductives, Application au volant d'inertie", JCGE'98, Cachan, Paris (1998)
- [11] H. J. Bornemann, A. Tonoli, T. Ritter, C. Urban, et al, "Engineering Prototype of a Superconducting Flywheel for Long Term Energy Storage", IEEE Trans. On Applied Superconductivity, **5** (1995) pp 618
- [12] Y. Brunet, J.L. Sabrié "Machines cryoélectriques" Techn. de l'ingénieurs D3 III D-3660 pp 16-21
- [13] H. Daffix. P. Tixador, "Design of a fully superconducting synchronous motor", Electric Machines and Power Systems, **25** (1997) pp 227-245
- [14] <http://itri.loyola.edu/scapa>.
- [15] P. Tixador, O. Belmont, J.M. Barbut, R. Tournier, et al "Limiteur supraconducteur de courant de défaut" Electrotechnique du futur, EF'99, Lille, 30-31 Mars 1999
- [16] J. Noudem, J. M. Barbut, O. Belmont, J. Sanchez et al "Current Limitation at 1080 A under 1100 V with Bulk Bi-2223" IEEE-Transactions-on-Applied-Superconductivity. vol. 9 no.2 June 1999; p.664-7.
- [17] H. Nakashima. "The superconducting magnet for the Maglev transport system" IEEE Trans. on Magnetics, vol.30, no.4, pt.2; July 1994; p.1572-8.
- [18] G. Segulier, F.Notelet "Electrotechnique Industriel" 1996 Lavoisier Tech & Doc, pp 207
- [19] K. Sykulski et al "High temperature superconducting grid transformer: a feasibility study" NGC report, Department of Electrical Engineering, University of Southampton (March 1992)
- [20] V.R. Ramanan, S.J. Dale, G.N. Riley, L.J. Masur "A vision for applications of HTS transformers" International Wire & Cable Symposium Proceedings 1998 p 360-4

- [21] B. W. McConnell "Transformers - A successful application of high temperature superconductors" IEEE Trans on applied superconductivity (2000) vol. 10 n°1 p 716-20
- [22] P. Kummeth, R. Schlosser, P. Masek, H. Schmidt et al "Development and test of a 100 kVA superconducting transformer operated at 77 K" Superconductor-Science-&Technology. vol.13, no.5; May 2000; p.503-5
- [23] E. Serres, C. Levillain., F.X Camescasse, J.-F. Picard, et al "Current limitation in high temperature superconducting transformers and impact on the grid" <http://www.cigre.org> Session 2000 cigré
- [24] N. Hayakawa, S. Chigusa, N. Kashima, S. Nagaya et al "Feasibility study on superconducting fault current limiting transformer (SFCLT)" cryogenics 40 (2000) p 325-331
- [25] H.Yamaguchi et al "Characteristics analysis of superconducting power transformer without iron core" Electrical engineering in japan, vol. 114 n°8 1994 pp 80-91
- [26] Y.Laumond "Superconducting transformers" GEC ALSTOM p 9/22
- [27] M.Yamamoto, M. Yamaguchi, et K. Kaiho "Superconducting transformers" IEEE Trans on Power Delivery, (Avril 2000) vol. 15 n°2 p 599-603
- [28] K. Funaki et M. Iwakuma "Recent activities for applications to HTS transformers in japan" Supercond. Sci. Technol. 13 (2000) p 60-67
- [29] K. Sykulski K. Goddard, et R.L. Stoll, "High temperature superconducting demonstrator transformer : design considerations and first test results" IEEE Trans on Magnetics (1999) vol 35 n°5 p 3559-61
- [30] H. Sueger "630 kVA high temperature superconducting transformer" Cryogenics (1998) vol 38 n°11 p 1169-72
- [31] S.W. Schwenterly, B.W. McConnell, J.A. Demko, A. Fadnek, et al "Performance of 1-MVA HTS demonstration transformer" IEEE Trans on applied superconductivity, (1999) vol. 9 n°2 p 680-4
- [32] H.Riemersma, M.L. Barton, D.C. Litz, P.W. Eckels, et al "Application of superconducting technology to power transformers" IEEE Trans on Power Apparatus and Systems, (July 1981) vol. 100 n°7 p 3398-407
- [33] Y. Brunet, P. Tixador "Small scale experiments on static devices using a.c. superconductors" Electric power system Research vol 12 n°2 (1987) 149-153.
- [34] K.Funaki, M. Iwakuma, M. Takeo, K. Yamafuji, "Preliminary test and quench analysis of a 72 kVA superconducting four windings transformer" Proc. ICEC 12 (1988) 6 p 729-33
- [35] Y.Kito, H. Okubo, N. Hayakawa, Y. Mita et al "Development of 6600 V / 210 V 100kVA hybrid-type superconducting transformer" IEEE Trans on Power Delivery (April 1991) vol. PWRD-6 n°2 p 816-823
- [36] Ji-Kwang Lee, Woo-Seok-kim, Song-Yop-Hahn, Kyeong-Dal-Choi et al "Development of a three phase 100 kVA superconducting power transformer with amorphous cores" IEEE Trans on magnetics (June 1999) vol. 9 n°2 p 1293-6
- [37] D. M. Nathasingh, H.H. Liebermann, "Transformer applications of amorphous alloys in power distribution systems" IEEE Trans on Power Delivery (July 1987) vol. PWRD-2 n°3 p 843-850
- [38] S. Hornfeldt, O. Albertsson, D. Bonmann, F. Konig "Power transformer with superconducting windings" IEEE Trans on Magnetics, (November 1993) vol. 29 n°6 p 3556-58
- [39] S. Hornfeldt, O. Albertsson, F. König, D. Bonmann "Transformateurs supraconducteurs" Revue ABB 1/1994 p 13-18

- [40] A. Fevrier, G. Bottini, J.C. Kermarrec, J.P. Tavergnier et al "220 kVA superconducting transformers" Proc. ICEC 11 Butterworth and Co Ltd., Guilford, U.K (1986) p 474-478
- [41] J. Laumond "Transformers" Handbook of applied superconductivity, vol 2, section H4, pp 1613-26 Institute of Physics Pub., Bristol 1998
- [42] J-P Chenais "Applications de la supraconductivité à la traction ferroviaire" Deufrako, Association "Journée de cryogénie et de supraconductivité" EDF - DER Laboratoire des renardière (Novembre 1994)
- [43] J. W. Currie, J.A. Dirks, J. E. Dagle, J. G. De Steese, et al "High-temperature superconducting transformer performance, cost, and market evaluation" Pacific Northwest Laboratory Report PNL-7318 (September 1993.).
- [44] F.J Mumford, "A techno-economic study of high Tc superconducting power transformers." International Conference on Electrical Machines, Paris France Sept 1994.
- [45] K. Funaki, M. Iwakuma, K. Kajikawa, M. Takeo et al "Development of a 500 kVA-class oxide-superconducting power transformer operated at liquid nitrogen temperature" Cryogenics vol 38 (1998) p 211-220
- [46] M. Iwakuma, K. Funaki, K. Kajikawa, H. Tanaka, et al "Ac loss properties of a 1MVA single phase HTS power transformer " Présenté à ASC 2000 Virginia Beach, papier n°1LB04
- [47] K. Funaki et M. Iwakuma " Development of a 22kV / 6,9kV single phase model for a 3MVA HTS power transformer cooled by liquid nitrogen" Présenté à ASC 2000 Virginia Beach, papier n°1LF04
- [48] S. Hörnfeldt, O. Albertsson, D. Bonmann, F. König "Power transformer with superconducting windings" IEEE Trans on magnetics, (1993) vol. 29 n°6 p 3556-8
- [49] E. S. Otabe, Y. Morizane, H. Matsuoka, M. Izawa et al "500 A class small ac transformer using oxide superconductor operating at liquid nitrogen temperature" Advances in superconductivity (1999) vol. 11 n°2 p 1393-6
- [50] M. K. Al-Mosawi, C. Beduz, M. Webb, A. Power "A 10-20 kVA single phase high temperature superconducting demonstrator transformer" Paper presented at Applied superconductivity, Spain. 14-17 september 1999
- [51] Keyong Dal Choi, Hee-Joon-Lee, Gueesoo-Cha, Kyung-Woo-Ryu et al "Test of a high Tc superconducting power transformer" IEEE Trans on applied superconductivity. (March 2000) vol. 10 n°1 p 853-6
- [52] H. J. Lee, G. Cha, J.K. Lee, K.D. Choi et al "Test and characteristic analysis of an HTS power transformer" Présenté à ASC 2000 Virginia Beach
- [53] Nationat Electrical Manufacturers Assn. et http://itri.loyola.edu/scpa/03_06.htm
- [54] K. Sykulski, R.L. Stoll, C. Beduz, A.J. Power, et al "The design, construction and operation of high temperature superconducting transformers - Practical considerations" Proc 38th Session of the International Conference on Large High Voltage Electric Systems (CIGRE), Paris, 27th Aug-1st Sep 2000 <http://www.cigre.org>
- [55] L. Martini "Silver-sheated Bi-2223 : the state of art" Supercond. Sci. Technol. 11 (1998) 231-237
- [56] K. Hayashi, K. Sato, K. Ohkura, N. Shibuta, et al "Development of Ag-sheated Bi-2223 superconducting wires and their applications" Advances in superconductivity, 1997 vol 9 n°2 p 819-824

- [57] P.F.Hermann, J. Bock, C.E. Bruzek, C. Cottevieille et al "Long length PIT conductors realized by rectangular deformation route", Superconductor-Science-&-Technology. vol.13, no.5; May 2000; p.477-82
- [58] J.G. Noudem, "Texturation des céramiques supraconductrices BiPbSrCaCuO par combinaison des effets du champ magnétique et de la contrainte uniaxiale à haute température", Thèse de l'Université Joseph Fourier (1995)
- [59] P. Kovac, P. Cesnak, L. Melisek, T. Husek, et al "Currents in series and parallel connections of small inner bore coils wound from Bi(2223)/Ag tapes and treated by the wind and react technique" Supercond Sci. Technol. 12 (1999) pp 507-513
- [60] J. M. Tarascon, W.R. Mc Kinnon, P. barboux, Y. Lepage et al., "Preparation, structure and properties of the superconducting compound series $\text{Bi}_2\text{Sr}_2\text{Ca}_{n-1}\text{Cu}_n\text{O}_y$ with $n = 1, 2$ and 3 " Phys. Rev. **B 38** (1988) n°13 p 8885-92
- [61] A. Maeda, T. Yabe, H. Ikuta, Y. Nakayama et al., " Physical properties of an 80 K-superconductor: Bi-Sr-Ca-Cu-O ceramics", Japanese-Journal-of-Applied-Physics,-Part-2-(Letters). vol.27, no.4; April 1988; p.661-4.
- [62] P.M. Grant, T.P.Sheahen, "Cost projections for high temperature superconductors ", EPRI, September 15 1998.
- [63] R.Hawsey, D.Peterson, "Coated conductors :The next Generation of High Tc Wires", Superconductor industry, 1996.
- [64] Y.Iijima, K.Matsumoto, "High-Température-Superconductor coated conductors:technical progress in Japan", Superconductivity Science Technology 13 (2000) 68-81.
- [65] D.K. Finnemore, K.E. Gray, M.P. Maley, D.O. Welch et al, "Coated conductor development : an assessment", Physica C320, 1999 Elsevier Science B.V.

Chapitre II

Les pertes dans les matériaux supraconducteurs HTC

Bien qu'ayant de très bonnes propriétés de transport du courant, un supraconducteur peut, tout de même, être le siège de pertes. Elles sont fonction de nombreux paramètres (physiques, électriques, magnétiques). La connaissance théorique de ces pertes est nécessaire pour les minimiser et pour dimensionner correctement un appareillage supraconducteur. Dans ce chapitre, nous verrons les différents types de pertes qui peuvent se développer dans un supraconducteur HTC. Nous verrons ensuite quelques modèles analytiques et un modèle numérique ayant servi par la suite de comparaison avec les mesures expérimentales des pertes. D'un point de vue plus appliqué, nous aborderons le délicat principe de la mesure des pertes et nous verrons les résultats obtenus sur différents échantillons supraconducteurs.

II.1 La courbe $E(J)$

Dans ce chapitre, nous considérons que la courbe $E(J)$ est représentée par une loi de puissance du type ($E = E_c (J/J_c)^N$) qui est une très bonne approximation autour du courant critique (voir chapitre I), zone d'utilisation des conducteurs SHTC dans les appareillages électrotechniques. Nous supposons souvent que $N = \infty$ (modèle de l'état critique) pour les expressions analytiques des pertes AC.

II.1.1 Les pertes résistives

Ces pertes sont liées à la caractéristique $E(I)$ du supraconducteur en continu. Lorsqu'on représente la caractéristique $E(I)$ des supraconducteurs HTC autour de I_c par une loi de puissance du type ($E = E_c (I/I_c)^N$) on s'aperçoit que le N est plutôt faible ($5 < N < 20$) ce qui correspond à une transition étalée sur une large gamme de courant (apparition d'une tension pour un courant $I < I_c$) (Figure II-1). Ceci est dû principalement aux faibles forces d'encrages des vortex à l'intérieur des filaments, qui a pour effet de voir les vortex sauter d'un centre de piégeage à un autre (Flux-Creep). Ceci cause l'apparition de tensions et divise le courant entre les filaments et la matrice en argent de très faible résistance. On peut

donc calculer les pertes appelées pertes résistives directement à partir de la caractéristique E(I) autour du courant critique.

eq. II-1
$$E_{(t)} = E_c \left(\frac{|i(t)|}{I_c} \right)^{N-1} \frac{i(t)}{I_c} \Rightarrow v_{(t)} = V_c \left(\frac{|i(t)|}{I_c} \right)^{N-1} \frac{i(t)}{I_c}$$

eq. II-2
$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) i(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_c \left(\frac{|i(t)|}{I_c} \right)^{N-1} \frac{i(t)}{I_c} i(t) dt$$

avec en régime sinusoïdal $i(t) = I_{\max} \sin(\omega t)$

eq. II-3
$$P = \frac{V_c}{2\pi(I_c)^N} \int_0^{2\pi} (|i(\theta)|)^N i(\theta) d\theta = \frac{V_c (I_{\max})^N I_{\max}}{2\pi(I_c)^N} \int_0^{2\pi} |\sin \theta|^{N+1} d\theta \quad (\text{en W})$$

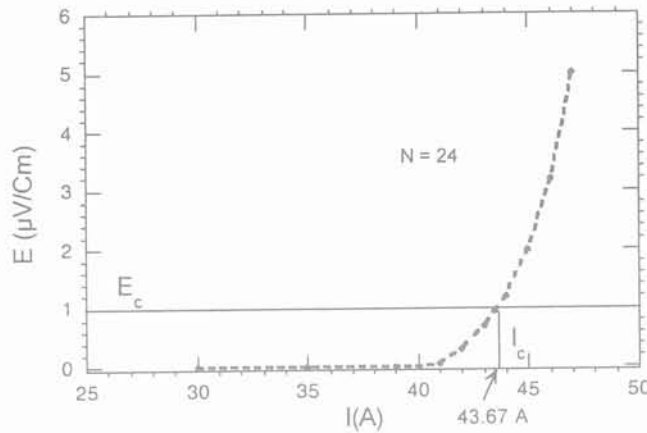


Figure II-1: Caractéristique E(I) d'un fil PIT BICC

Sur la Figure II-2 sont représentées ces pertes résistives en fonction du rapport I_{\max}/I_c et de la valeur de N pour un supraconducteur de longueur 1 m et de courant critique 50 A. Pour des valeurs de "N" assez faibles, ces pertes peuvent apparaître bien avant que le courant critique du fil soit atteint (critère de 1µV/cm). Cependant, elles restent à un niveau très faible et ce ne sont pas les pertes prédominantes en dessous de I_c . En revanche, dès qu'on dépasse le courant critique, ces pertes augmentent d'autant plus rapidement que le "N" de la caractéristique E(J) est élevé.

D'une manière générale, les pertes résistives deviennent dominantes pour un courant de transport supérieur à $1,2 \times I_c$.

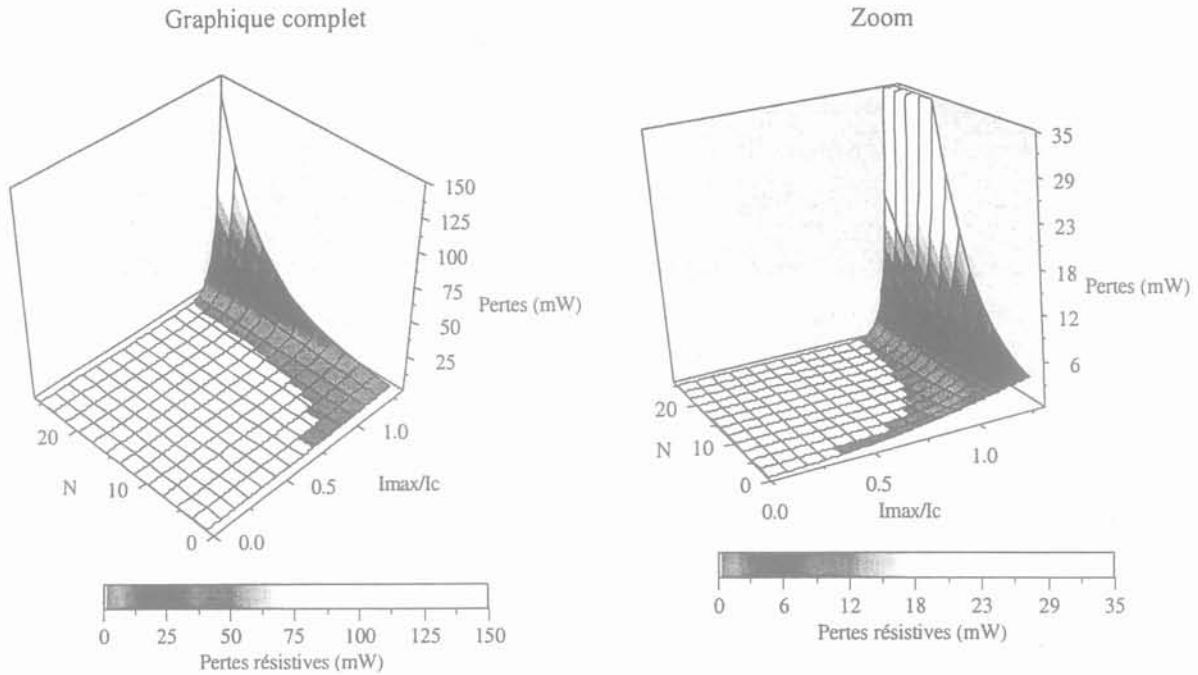


Figure II-2 : Les pertes résistives en fonction du rapport I_{\max}/I_c et de N pour un courant critique de 50 A et une longueur de 1 m de supraconducteur

II.1.2 Les pertes AC

Le modèle de l'état critique représente la caractéristique $E(J)$ pour un "N" infini. Lorsque la densité de courant est égale à la densité de courant critique, le champ électrique est fixé par la variation de l'induction magnétique ($\text{rot } \vec{E} = -\partial \vec{B} / \partial t$).

- En champ propre

Le supraconducteur est parcouru par un courant sinusoïdal qui crée un champ magnétique sinusoïdal. Ce champ magnétique va donc pénétrer le supraconducteur de manière alternative. La variation temporelle de ce champ magnétique engendre un champ électrique qui, associé à la densité de courant, crée des pertes.

- Sous champ extérieur

Le supraconducteur placé dans un champ magnétique extérieur sinusoïdal va développer des courants d'écrantage ou de piégeages de ce champ. La variation de ce champ entraîne l'apparition d'un champ électrique qui, associé aux courants d'écrantage ou de piégeages, crée des pertes.

D'une manière générale, les pertes résistives sont très faibles et non mesurables sauf pour des courants proches du courant critique. Les pertes AC sont souvent non négligeables même pour des courants inférieurs à $I_c/3$ ou $I_c/4$ où elles prédominent.

II.2 Les modèles de pertes AC

Dans cette partie, nous allons voir un modèle numérique de supraconducteur ainsi que la méthodologie de calcul des modèles analytiques [1] de pertes ayant servi par la suite à l'exploitation et à la validation des mesures expérimentales effectuées sur une bobine et divers échantillons HTC.

II.2.1 *Modèle numérique sous Flux 3D*

Le développement de ce modèle numérique des supraconducteurs HTC a fait l'objet d'une thèse [17] qui s'est déroulée au LEG conjointement à mon projet. Une autre thèse vient de débiter à nouveau sur cette modélisation pour améliorer encore certains points. Les mesures expérimentales de pertes réalisées dans le cadre de ce mémoire ont permis de valider ce modèle sur des géométries simples (fils PIT, bobines multicouches ...).

Ce modèle numérique a consisté à implanter dans Flux3D (logiciel de calcul de champs par éléments finis) la loi $J(E)$ présentée précédemment (chapitre I), dans un premier temps par des structures 2D même si quelques simulations 3D sont d'ores et déjà réalisables. Il permet de modéliser un supraconducteur dans un circuit électrique et ainsi d'imposer facilement un courant ou une tension continue ou alternative, avec le cas échéant un champ extérieur. Pour le moment le modèle ne prend pas en compte la décroissance du courant critique et de "N" avec le champ magnétique et n'est pas couplé avec la partie thermique du logiciel mais des études sont en cours.

II.2.2 *Les modèles analytiques, méthodologie de calcul*

Les modèles analytiques de pertes présentés ici sont basés sur le modèle de Bean. La décroissance du courant critique avec le champ magnétique n'est donc pas prise en compte. La densité de courant dans le supraconducteur est soit égale à 0 soit égale à $\pm J_c$.

La méthodologie de calcul pour arriver à l'expression des pertes est la suivante :

- Avec les équations de Maxwell et le modèle de Bean, on détermine les répartitions du courant et de l'induction magnétique à travers le supraconducteur ($\text{rot } \vec{B} = \mu_0 \vec{j}_c$ ou 0 + conditions aux extrémités du conducteur).
- A partir du champ magnétique, on détermine le champ électrique \vec{E} .

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

- On peut alors calculer les pertes instantanées moyennes à travers le supraconducteur $p(t)$.

$$p(t) = \iiint_V E \cdot J \cdot r \, dr \, d\theta \, dz \quad (\text{en W})$$

- Les pertes actives sont la moyenne temporelle des pertes instantanées.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \quad (\text{en W})$$

À partir de cette méthodologie, les pertes sont calculées sous différentes configurations de champ (champ propre, ou/et extérieur, transverse, longitudinal, ...) et sous différentes géométries (section elliptique, rectangulaire, bobinage...). Toutes ces configurations conduisent à des expressions analytiques, que nous verrons par la suite, valables seulement sous certaines conditions.

II.3 Les pertes par hystérésis dans un supraconducteur

Les pertes par hystérésis peuvent être considérées d'un point de vue magnétique. Elles sont dues à l'irréversibilité de l'aimantation des filaments supraconducteurs soumis à un champ magnétique extérieur alternatif ou à leur champ propre.

II.3.1 Les pertes en champ propre

Les pertes dites en champ propre sont les pertes engendrées par l'induction créée par le courant de transport

II.3.1.a Cas d'une plaque infinie

La Figure II-3 montre la répartition du courant à l'intérieur d'une plaque infinie (infinie selon les axes y et z) en champ propre. Le courant (axe z) pénètre la plaque par l'extérieur par un effet analogue à l'effet de peau. Le modèle indique que la densité de courant locale est soit nulle soit égale à $\pm J_c$.

Après calcul selon la méthodologie décrite précédemment on arrive à l'expression des pertes volumiques en champ propre dans une plaque infinie :

$$\text{eq. II-4} \quad P_{cp} = \frac{2\mu_0 J_c^2}{3} f a^2 i^3 \quad \text{en (W/m}^3\text{)} \quad \text{et avec} \quad i = \frac{I_{\max}}{I_c}$$

Les deux paramètres qui gouvernent les pertes en champ propre sont la demie épaisseur (a) de la plaque et le coefficient d'utilisation (i). La réduction des pertes en champ propre est obtenue par subdivision du conducteur permettant pour un coefficient d'utilisation donné de diminuer l'épaisseur de la plaque.

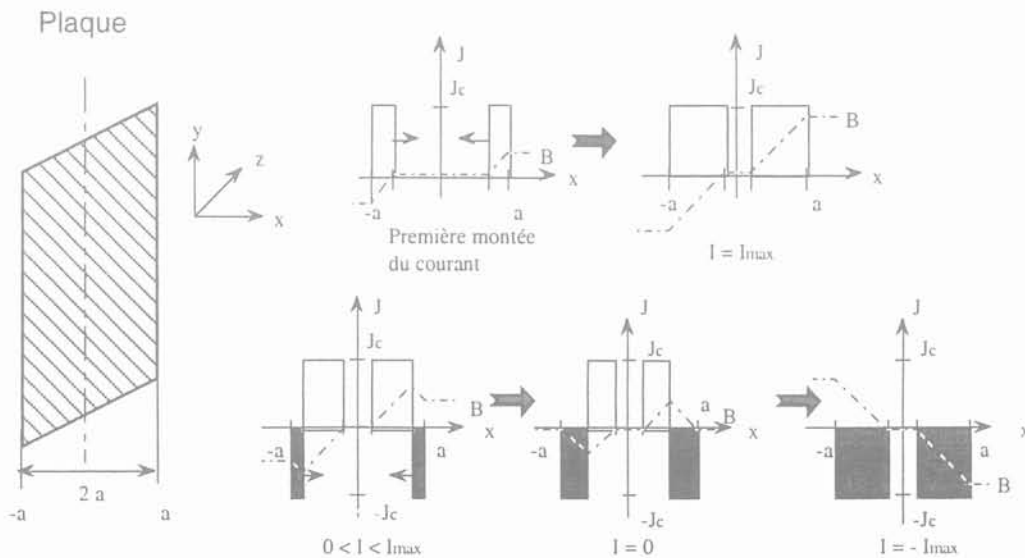


Figure II-3 : Répartition du courant de transport (pas de champ extérieur) dans une plaque (première montée $\rightarrow I_{\max} \rightarrow 0 \rightarrow -I_{\max}$)

II.3.1.b W. T. Norris

Norris [2] donne un modèle de perte basé sur le modèle de Bean qui permet par ailleurs de calculer analytiquement les pertes en champ propre pour un conducteur à section rectangulaire ou à section elliptique. Si on considère un ruban de type PIT multifilamentaire, tous les filaments sont donc couplés dans la zone filamentaire (champ propre).

Section elliptique (ou cylindrique)

eq. II-5

$$P_{cp} = \frac{\mu_0 f I_c^2 l}{\pi} \left[(1-i) \ln(1-i) + (2-i) \frac{i}{2} \right] \quad (\text{en W})$$

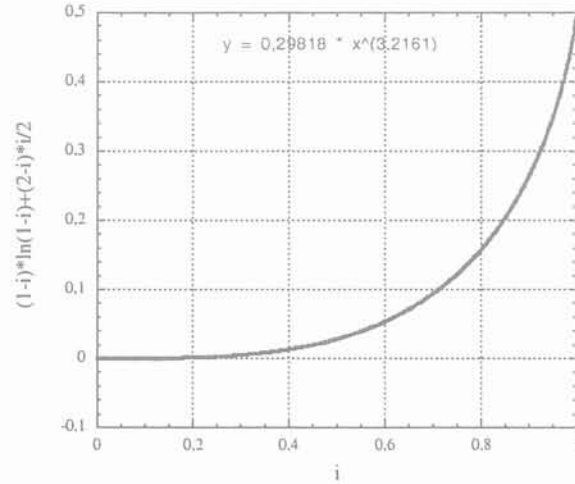


Figure II-4 : Formule de Norris elliptique en fonction du coefficient d'utilisation (puissance 3,2)

Section rectangulaire (grand rapport de dimension, ruban très fin)

eq. II-6

$$P_{cp} = \frac{\mu_0 f I_c^2 V}{\pi S} \left[(1-i) \ln(1-i) + (1+i) \ln(1+i) - i^2 \right] \quad (\text{en W})$$

avec $i = I_m/I_c$ où I_m est la valeur maximale du courant de transport et I_c le courant critique ; l , V et S sont respectivement la longueur, le volume et la section du supraconducteur.

Norris a calculé les pertes dans des conducteurs de diverses formes. Il en ressort qu'à capacité de courant de transport égale, la forme du conducteur influe peu sur les pertes hystérétiques en champ propre. La réduction des pertes en champ propre est obtenue grâce à un coefficient d'utilisation peu élevé ou en subdivisant le conducteur et en le transposant.

On remarque que l'eq. II-6 est différente de l'eq. II-4 ce qui s'explique par des répartitions de courants considérées différentes pour le calcul.

La Figure II-5 montre les répartitions du courant dans le cas d'un supraconducteur en champ propre et dans le cas d'une bobine deux couches (résultats donnés par le modèle numérique Flux 3D [17]). Norris considère une répartition du courant comme celle de la Figure II-5 pour le conducteur en champ propre (courant majoritaire sur les extrémités du conducteur (Figure II-6)). Pour le calcul des

pertes dans une plaque infinie, on considère plutôt une répartition du courant comme celle trouvée dans la bobine deux couches intérieures (courant sur toute la largeur du conducteur (Figure II-6)).

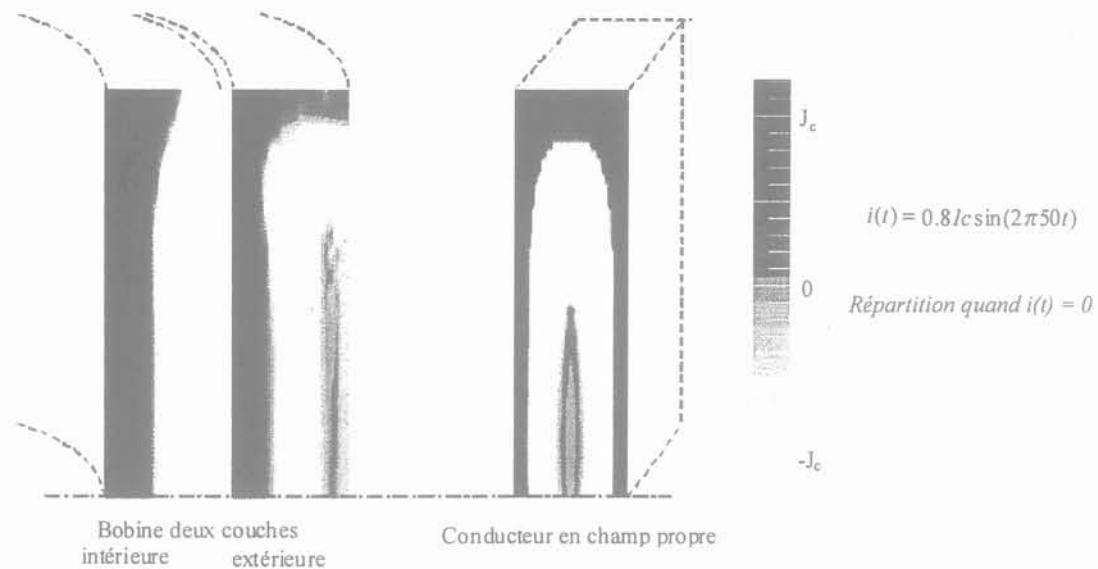


Figure II-5 : Répartition du courant dans un demi-conducteur appartenant à une bobine ou en champ propre.

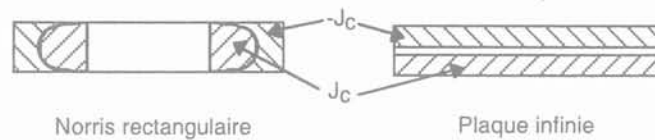


Figure II-6 : Répartition du courant considérée dans le cas de Norris rectangulaire ou dans les cas de la plaque infinie

II.3.2 Les pertes en champ extérieur

Sur la Figure II-7 est représenté le cycle d'aimantation idéal d'un supraconducteur HTC (cas d'une plaque infinie) soumis à un champ magnétique sinusoïdal.

Jusqu'à ce que le champ atteigne le premier champ critique, le supraconducteur est totalement diamagnétique (pente = -1, départ du cycle) et l'aimantation croit ensuite jusqu'à ce que le supraconducteur soit totalement parcouru par les courants d'écrantage ($+J_c$, $-J_c$). On se trouve alors au champ de pénétration (H_p). Ensuite si le champ extérieur croit encore, l'aimantation chute légèrement (ce qui n'est pas représenté sur ce cycle idéal) du fait que le courant critique du fil est sensible au champ magnétique. Lorsque le champ magnétique diminue, le supraconducteur s'oppose à cette diminution (loi de Lenz) en créant des courants, cette fois dits de piégeage, qui se développent depuis l'extérieur. Au final, lorsque le champ extérieur est nul, le supraconducteur est toujours parcouru par ces courants de piégeage qui laissent une aimantation rémanente.

Une autre manière de représenter ce cycle d'aimantation est de tracer le cycle d'hystérésis ($B = f(H)$, Figure II-8). Les pertes par hystérésis sont proportionnelles à la surface de ce cycle.

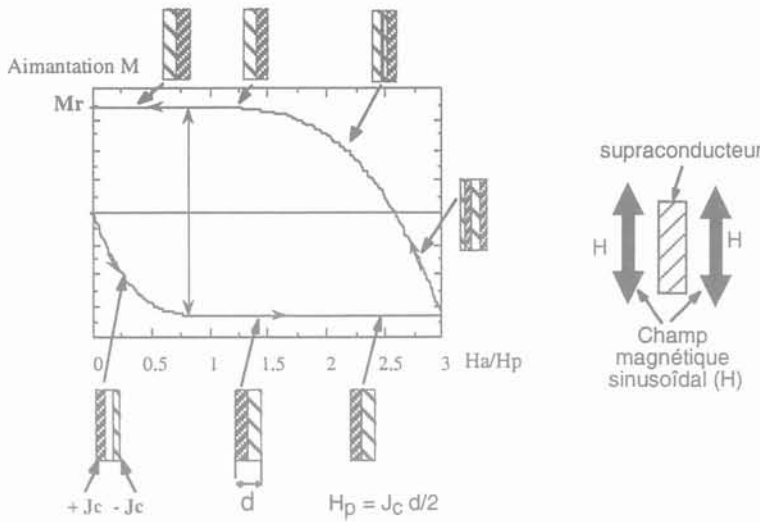


Figure II-7 : Cycle d'aimantation idéal d'un supraconducteur HTC soumis à un champ magnétique extérieur sinusoïdal

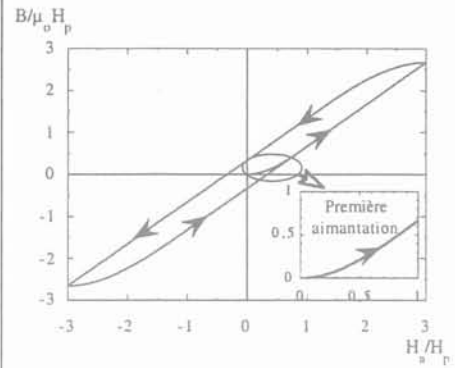


Figure II-8 : Cycle d'hystérésis d'un supraconducteur HTC

Ces pertes par hystérésis en champ extérieur peuvent être calculées par exemple dans le cas d'un conducteur PIT torsadé sous champ extérieur par [14] :

$$\begin{array}{l}
 \text{Si } B_e < B_p : \\
 \text{eq. II-7 } P_h = \frac{2B_e^3}{3\mu_0 B_p} f \quad (\text{W/m}^3) \\
 \text{Si } B_e > B_p : \\
 \text{eq. II-8 } P_h = \frac{2B_e^2}{\mu_0} \left(\frac{B_p}{B_e} - \frac{2B_p^2}{3B_e^2} \right) f \approx \frac{2B_e B_p}{\mu_0} f \quad (\text{W/m}^3)
 \end{array}$$

Avec $B_p =$ le champ de pénétration $B_p = \mu_0 J_c d/2$ ($d =$ dimension d'un filament ou de la zone filamentaire, selon que les filaments sont couplés ou découplés (voir paragraphe II.4))

Pour réduire les pertes par hystérésis au-dessus du champ de pénétration, la dimension des filaments ou de la zone filamentaire est réduite au maximum ce qui impose la fabrication de fils supraconducteurs multi-filamentaires. Les pertes par hystérésis à 50 Hz sont les pertes principales jusque vers un courant de l'ordre de $1,1 \times I_c$. Des expressions analytiques comme celles de Carr, ou celles qui sont développées dans notre modèle cylindrique que nous verrons plus loin permettent de calculer ces pertes dans des géométries telles que les bobinages de transformateur.

II.4 Matrice, couplage - découplage des filaments, pertes par couplage (Fil PIT)

II.4.1 Phénomène et longueur critique

Nous avons vu (chapitre I) que les fils HTC de type PIT ont une structure multifilamentaire en premier lieu pour des raisons mécaniques (matériaux céramiques très durs et cassants difficiles à mettre sous forme de fils). Cette structure est la cause de pertes par couplage des filaments à travers la matrice.

II.4.1.a Théorie

II.4.1.a.i Rubans avec filaments couplés

Sur la Figure II-9 sont représentés deux filaments supraconducteurs couplés à travers la matrice en argent (filaments non torsadés). En réponse au champ magnétique extérieur H , des courants circulent dans les filaments supraconducteurs et se rebouclent par la matrice en argent sur une certaine longueur X . Ces courants se développent depuis l'extérieur du fil comme dans un matériau classique. Dans les filaments, le courant est limité par le courant critique des filaments. Il est atteint pour une certaine longueur X égale à L_c . Pour que les filaments soient couplés, il faut donc que la longueur totale soit supérieure à $2 L_c$.

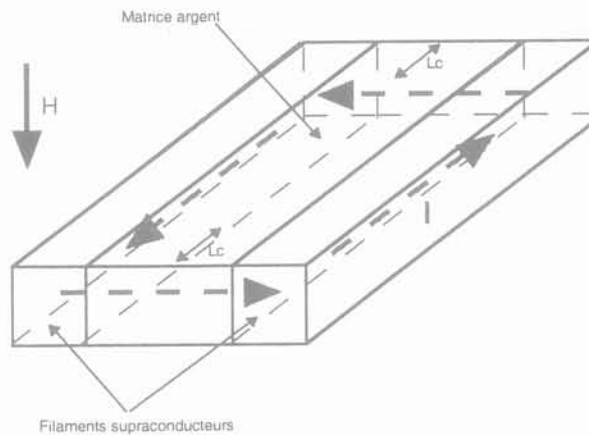


Figure II-9 : Deux filaments supraconducteur couplés

Calcul de la longueur critique L_c

Lorsque le filament est parcouru entièrement par sa densité de courant critique, les courants se bouclent par la matrice sur une longueur L_c (Figure II-10).

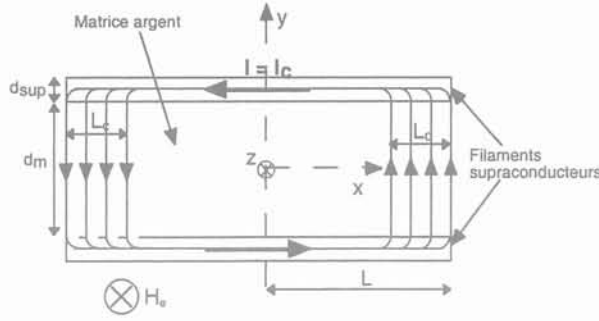


Figure II-10 : Géométrie pour le calcul de L_c

$$e = \frac{d\phi}{dt} = r\delta i \text{ (inductance de la boucle négligée)} \Rightarrow \rho \frac{2d_m}{dxl_z} \delta i = \dot{B}_e 2x d_m \quad \text{si } d_{sup} \ll d_m$$

$$\Rightarrow \delta i = \frac{\dot{B}_e x l_z}{\rho} dx \quad \Rightarrow i = \int_0^L \frac{\dot{B}_e x l_z}{\rho} dx = \frac{\dot{B}_e l_z L^2}{\rho 2} = j l_z d_{sup} \quad \text{or quand } i = I_c = J_c \cdot d_{sup} \cdot l_z, L = L_c$$

$$\text{eq. II-9} \quad \Rightarrow L_c = \sqrt{\frac{2\rho J_c d_{sup}}{\dot{B}_e}}$$

Si la longueur L est supérieure à L_c , les filaments sont dits couplés magnétiquement par la matrice. Ils se comportent comme un seul filament d'épaisseur $2 \cdot d_{sup}$.

Les pertes dans la matrice sont alors approximativement données par :

$$p \approx Ri^2 = \frac{d_m \dot{B}_e^2 l_z L_c^3}{4\rho}$$

$$\text{eq. II-10} \quad \Rightarrow P_{vol} \approx \frac{\dot{B}_e^2 L_c^3}{4\rho L} = \sqrt{\frac{d_{sup}^3 \dot{B}_e \rho J_c^3}{2L^2}} \quad (\text{en } W \text{ m}^3)$$

Dans le cas de filaments couplés, pour réduire les pertes dans la matrice, celle-ci doit être faiblement résistive.

Si L inférieur à L_c , le courant se reboucle dans le fil supraconducteur et les filaments sont alors découplés, ils se comportent comme des entités indépendantes. Le champ pénètre dans la matrice entre les filaments.

Si l'hypothèse $d_{sup} \ll d_m$ n'est plus valable, la référence [3] donne la longueur critique :

$$\text{eq. II-11} \quad \Rightarrow L_c = \sqrt{\frac{2\rho J_c d_{sup}}{\dot{B}_e} \frac{d_m}{d_m + d_{sup}}}$$

II.4.1.a.ii Ruban avec filaments découplés

Pour découpler les filaments, la solution consiste à les torsader de manière à avoir $L \ll L_c$ (Figure II-10). Sur la Figure II-11 sont représentés deux filaments supraconducteurs découplés. Le champ magnétique pénètre entre les deux filaments qui se comportent par conséquent indépendamment. En réponse au champ magnétique extérieur H , des courants se développent dans chaque filament et se bouclent sur les extrémités de ces filaments.

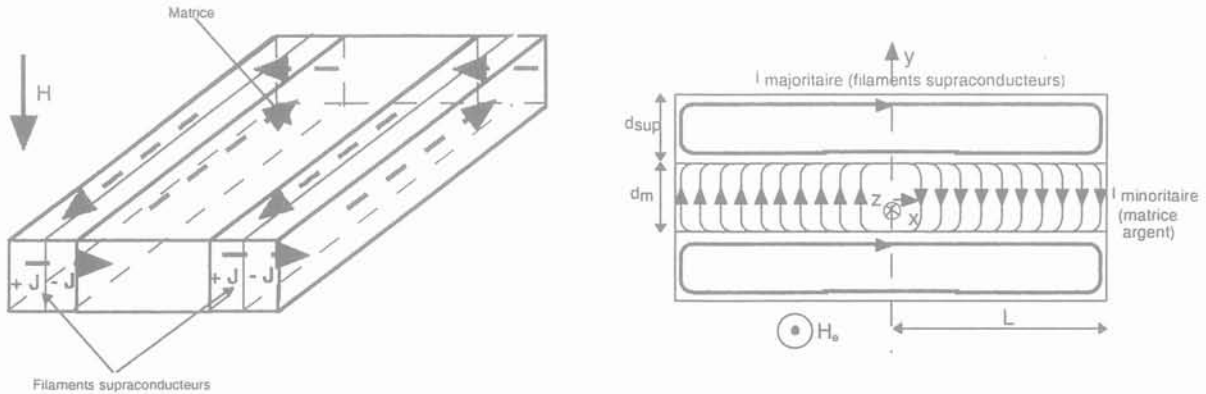


Figure II-11 : Deux filaments supraconducteurs découplés

Les pertes dans la matrice sont alors données approximativement par :

$$\delta p = \frac{\rho d_m}{dx l_z} \delta i^2 = \frac{\rho d_m}{dx l_z} \left(\frac{\dot{B}_c l_z x}{\rho} \right)^2 dx^2 = \frac{d_m \dot{B}_c^2 l_z x^2}{\rho} dx \quad \Rightarrow \quad P_{tot} = \frac{d_m \dot{B}_c^2 l_z L^3}{3\rho} \quad (\text{en W})$$

eq. II-12 $\Rightarrow P_{vol} = \frac{\dot{B}_c^2 L^2}{3\rho} \quad \left(\text{en } W/m^3 \right)$

Dans le cas de filaments découplés, les pertes dans la matrice sont réduites en augmentant la résistivité de cette dernière.

II.4.1.b Sous flux 3D

J'ai modélisé sous flux 3D cette réponse à un champ magnétique extérieur variable de deux filaments séparés par une matrice résistive. Pour des questions de symétrie (et de temps de calcul) seul un quart de la géométrie est étudié. Les dimensions de la géométrie totale sont les suivantes :

Volume d'un filament supraconducteur $0,1 * 0,1 * 1 \text{ mm}^3$

Volume de la matrice $0,1 * 0,1 * 1 \text{ mm}^3$

Les caractéristiques des différents matériaux sont :

Supraconducteur : $J_c = 100 \text{ MA/m}^2$; $N = 8$ (cas couplé), 12 (cas découplé)

Matrice : $\rho_{matrice} = 2 * 10^{-9} \Omega.m$

Ce sandwich Supraconducteur - normal - Supraconducteur est soumis à un champ magnétique extérieur variable supérieur au champ de pénétration des filaments.

$$H_c = H_{\max} \sin(\omega t) \qquad H_{\max} = 15915 \text{ A/m} \approx 3,2 * H_p$$

Compte tenu des données géométriques et physiques, la demie longueur du sandwich est égale à la longueur critique pour une fréquence (f_c) d'environ 640 Hz. Pour des fréquences supérieures, les filaments sont donc couplés, pour des fréquences inférieures, les filaments sont découplés.

II.4.1.b.i *Fréquence de 20000 Hz ; $f \gg f_c$ (filaments couplés)*

La Figure II-12 montre la réponse de l'ensemble filaments supraconducteurs et matrice à un champ magnétique extérieur (H) dirigé selon l'axe z en terme de densité de courant (Vecteur et dégradé de couleur (A/m^2)) lorsque le champ est maximum ($t = T/4$) à une fréquence de 20000 Hz.

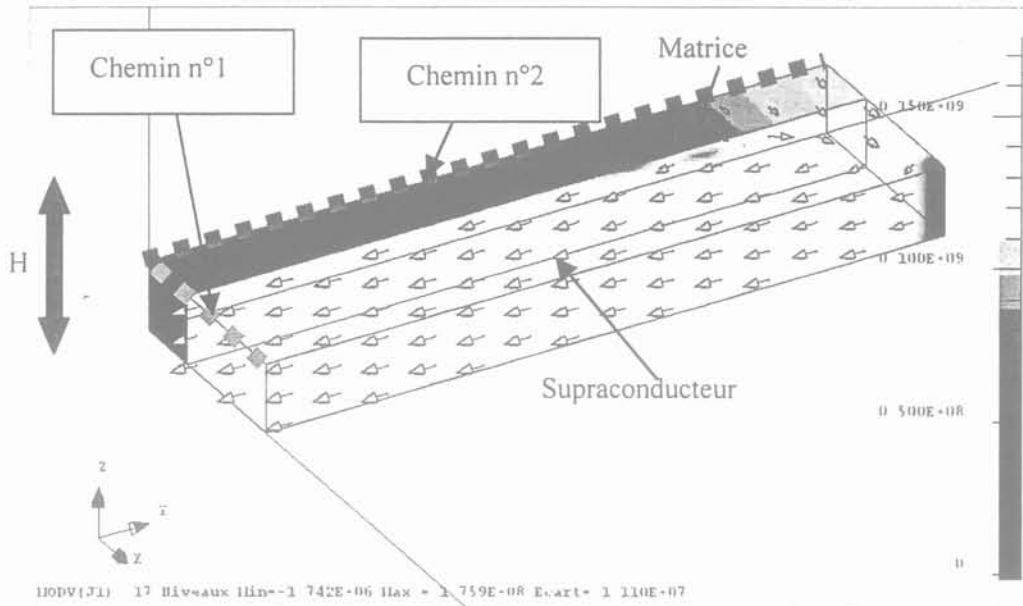


Figure II-12 : Simulation Flux3D, filaments couplés (module de J_c et orientation $t = T/4$)

Les filaments supraconducteurs sont parcourus par leur courant critique. La longueur critique calculée est de 0,13 mm. On observe donc un couplage des filaments à travers la matrice comme montré Figure II-9.

La Figure II-13 montre les répartitions de la densité de courant et de l'induction magnétique le long du chemin de calcul n°1 matérialisé par des petits carrés (Figure II-12, axe z). Le courant est bien nul au centre dans la matrice et il circule $-J_c$ dans le supraconducteur en réponse au champ magnétique extérieur. Un léger courant circule en sens inverse dans le supraconducteur (Figure II-12) comme l'avait montré théoriquement M.N. Wilson [3]. La Figure II-14 donne le courant dans la matrice le long du chemin n°2 (les marches observées sont dues au maillage). Le courant décroît de manière exponentielle et pas de manière linéaire comme calculée au paragraphe II.4.1.a.i. A cette fréquence, l'inductance de la boucle doit être prise en compte pour le calcul de L_c . Si on trace la droite tangente à la pente de

l'exponentielle au début de la décroissance (Figure II-14), cette dernière coupe l'axe à environ la longueur critique L_c calculé (0,13 mm) lorsqu'on néglige le terme inductif.

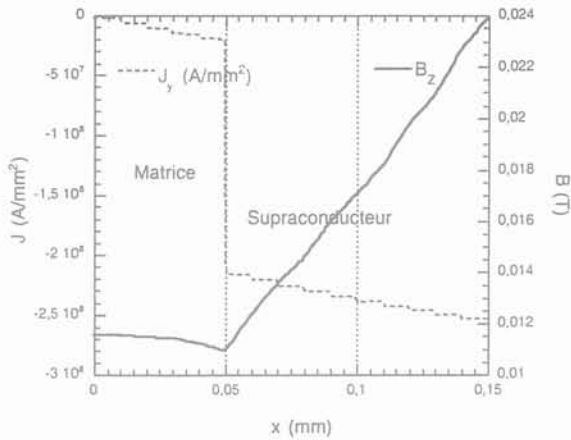


Figure II-13 : Répartition du courant et de l'induction magnétique le long du chemin n°1

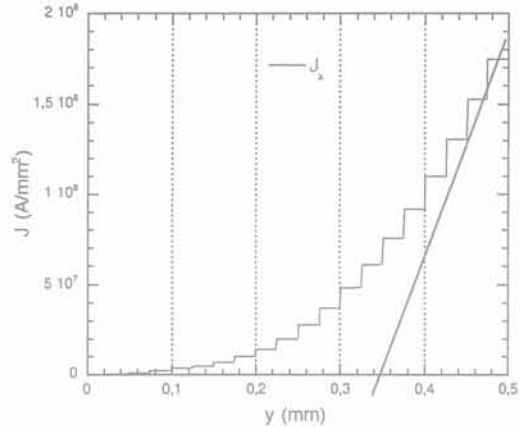


Figure II-14 : Répartition du courant dans la matrice le long du chemin n°2

II.4.1.b.ii Fréquence de 50 Hz ; $f \ll f_c$ (filaments découplés)

La Figure II-15 montre la réponse de l'ensemble filaments supraconducteurs et matrice à un champ magnétique extérieur (H) dirigé selon l'axe Z en terme de densité de courant lorsque le champ est maximum ($t = T/4$) à 50 Hz. On observe bien un découplage complet des filaments Figure II-15.

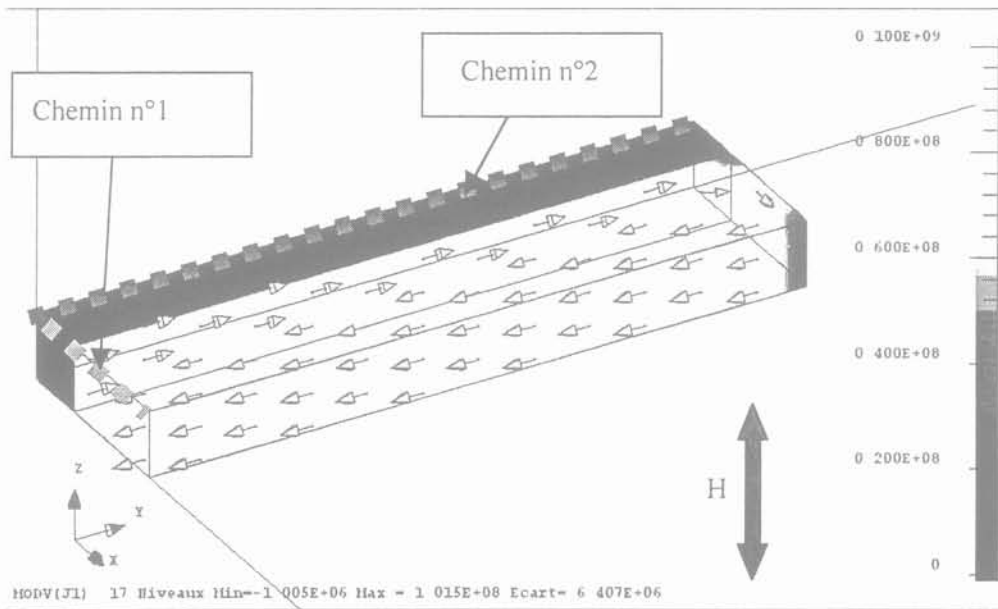


Figure II-15 : Simulation Flux3D, filaments découplés (module de J_c et orientation $t = T/4$)

Sur la Figure II-16, on voit les répartitions de la densité de courant et de l'induction magnétique sur le chemin n°1 décrit Figure II-15. Le courant est bien nul au centre dans la matrice et il circule $+J_c$ et $-J_c$ dans chaque filament supraconducteur en réponse au champ magnétique extérieur. Le champ est égal au

champ magnétique extérieur dans la matrice. La Figure II-17 montre le courant dans la matrice le long du chemin n°2. Il circule comme prévu un courant dans la matrice linéaire selon x (voir paragraphe II.4.1.a) (on peut négliger le terme inductif à cette fréquence), mais ce dernier est bien minoritaire par rapport au courant dans les filaments.

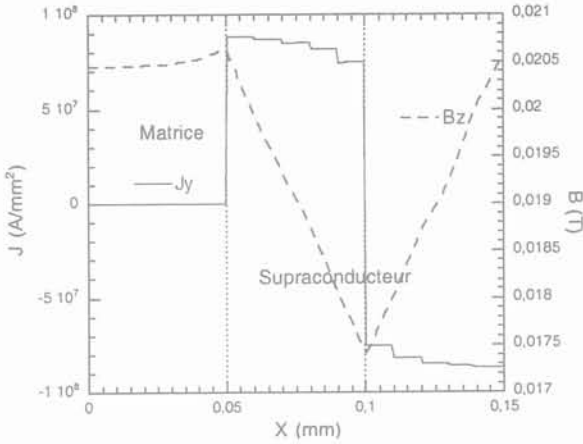


Figure II-16 : Répartition du courant et de l'induction magnétique le long du chemin n°1

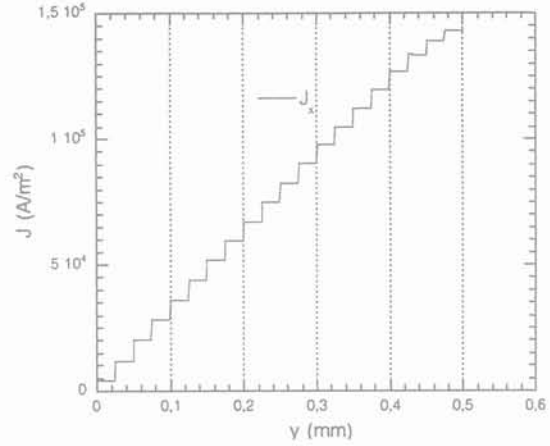


Figure II-17 : Répartition du courant dans la matrice le long du chemin n°2

II.4.2 Pertes classiques par courants de Foucault

Les pertes par courants induits classiques [4] dans la matrice (sans chemin supraconducteur) dues au champ magnétique variable sont généralement négligeables à la fréquence de fonctionnement de notre transformateur (50 Hz).

Pour les trouver, il faut calculer l'épaisseur de peau (δ) pour voir si les courants induits circulent dans l'intégralité du matériau. L'épaisseur de peau est donnée par :

eq. II-13
$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}}$$
 Avec ρ la résistivité ; $\mu = \mu_0\mu_r$ la perméabilité ; $\omega = 2\pi f$, la pulsation.

Pour le fil PIT utilisé au primaire du transformateur, on trouve une épaisseur de peau de 3,6 mm, donc les courant induits se bouclent sur toute l'épaisseur de la matrice ($L_x =$ épaisseur perpendiculaire au champ magnétique = 0,35 mm).

La référence [4] donne l'expression générale des pertes par courants induits :

eq. II-14
$$P_{vol moy} = \frac{H_m^2 \rho}{\delta L_x} \frac{\sinh \gamma - \sin \gamma}{\cosh \gamma + \cos \gamma} \quad (\text{en } W/m^3) \quad \text{avec } \gamma = \frac{L_x}{\delta}$$

que l'on peut simplifier par l'expression :

eq. II-15
$$P_{vol moy} = \frac{1}{24\rho} L_x^2 \omega^2 B_m^2 \quad (\text{en } W/m^3) \quad \text{Lorsque } \delta \gg L_x,$$

ou,

eq. II-16
$$P_{vol moy} = \frac{H_m^2}{L_x} \sqrt{\frac{\rho \omega \mu}{2}} \quad (\text{en } W m^3) \quad \text{Lorsque } L_x \gg \delta$$

II.4.3 Pertes par courants de couplage, filaments non torsadés

Les filaments de bismuth à l'intérieur de la matrice en argent sont tous parallèles (aucun croisement). Ces filaments, sous l'action d'un champ magnétique extérieur, vont se comporter comme un filament unique. Les filaments de Bismuths sont alors couplés. (Figure II-9, Figure II-18).

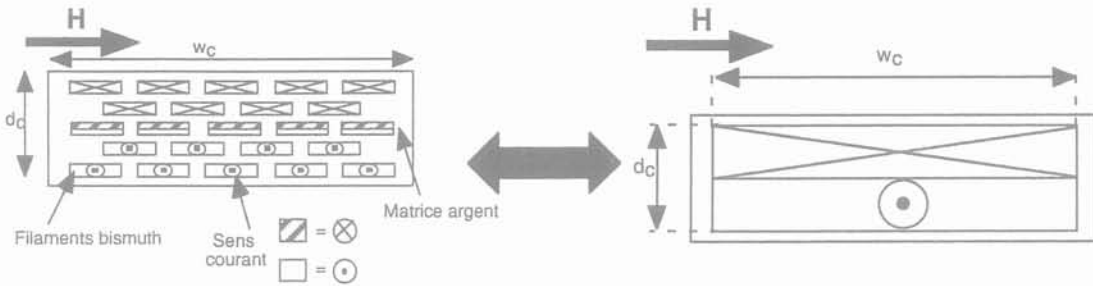


Figure II-18 : Filaments couplés à l'intérieur du fil OPIT non torsadé

De ce fait on perd un des intérêts d'avoir réalisé un fil multi-filamentaire puisque les pertes par hystérésis seront proportionnelles à la dimension de la zone filamentaire et non pas à la dimension d'un seul filament [5]. Comme nous le verrons, les pertes dans une bobine supraconductrice peuvent être alors calculées par les formules de Carr avec $e = d_c$ et $h = w_c$. (eq. II-20, eq. II-21, eq. II-22, eq. II-23).

Lorsque les filaments sont couplés, les pertes de couplage dans la matrice seront faibles (négligeables) car elles interviennent seulement sur les extrémités du supraconducteur sur la longueur L_c . Pour que ces pertes soient les plus faibles possibles, il faut donc avoir une matrice très peu résistive (en argent par exemple) (eq. II-10).

II.4.4 Pertes par courants de couplage, filaments torsadés.

Pour observer une diminution des pertes par hystérésis dans la structure multifilamentaire des fils PIT au-dessus du champ de pénétration H_p , il est nécessaire de découpler au maximum les filaments entre eux [6]. Il faut donc torsader les filaments à l'intérieur de la matrice. Un pas de torsadage optimum peut être calculé en fonction de l'amplitude, de la fréquence et de la direction du champ magnétique extérieur [7]. Pour un fil PIT parfaitement découplé, on observe la répartition suivante (Figure II-19) du courant à l'intérieur des filaments en réponse à un champ magnétique extérieur.

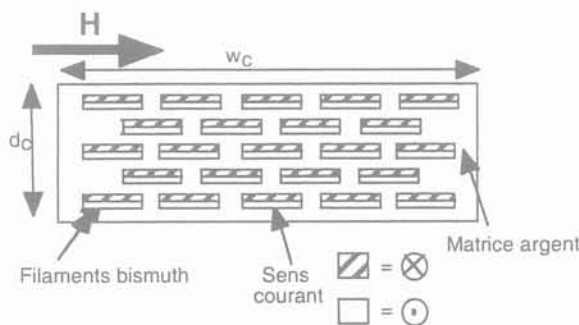


Figure II-19 : Répartition de courant à l'intérieur du fil PIT (filaments parfaitement découplés)

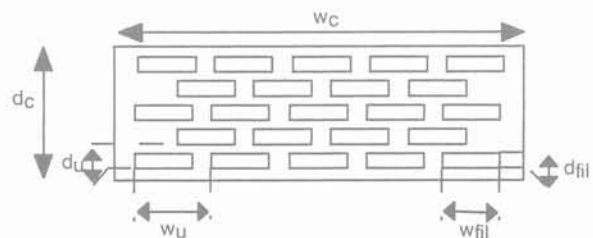


Figure II-20 : Dimensions et géométrie du fil PIT

Dans cette configuration, on retrouve des pertes dans la matrice à chaque croisement de filaments. En effet, en réponse à un champ extérieur variable, des courants circulent d'un filament à un autre à travers la matrice (Figure II-17) et parallèlement au champ au niveau des points de croisement.

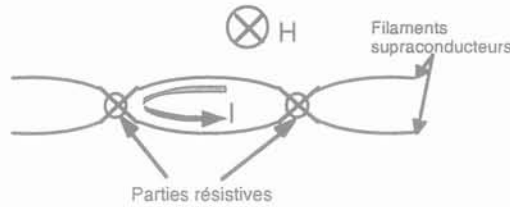


Figure II-21 : Pertes dans la matrice pour un fil PIT torsadé

Ces pertes dépendent du pas de torsadage des filaments, de la géométrie et de la résistance transverse effective de la région filamentaire. On a donc intérêt à avoir une matrice fortement résistive pour empêcher la circulation de courant aux intersections.

L'avantage des filaments torsadés vient des pertes par hystérésis qui au-dessus du champ de pénétration H_p seront proportionnelles cette fois-ci à la dimension d'un filament (d_{fil}) et non plus à la dimension complète de la zone filamentaire (d_c) (comportement individuel de chacun des filaments). Les pertes dans une bobine supraconductrice peuvent être alors calculées par les formules de Carr avec $e = d_{fil}$ et $h = w_{fil}$. Les pertes par hystérésis au-dessus du champ de pénétration H_p sont donc fortement diminuées par rapport au cas où les filaments seraient complètement couplés.

II.4.4.a Expression de pertes, constante de temps et facteur de forme (n).

Campbell [8] donne un modèle des pertes par courants de couplage dans un fil supraconducteur PIT torsadé (Figure II-22). Ce modèle est basé sur les hypothèses suivantes :

- supraconducteur multifilamentaire,
- champ magnétique moyen sur l'ensemble des filaments uniforme.

Nous allons voir une démarche qui aboutit à cette expression des pertes par courants de couplage donnée par Campbell.

Pour un champ magnétique $B(t) = B_e \sin \omega t$

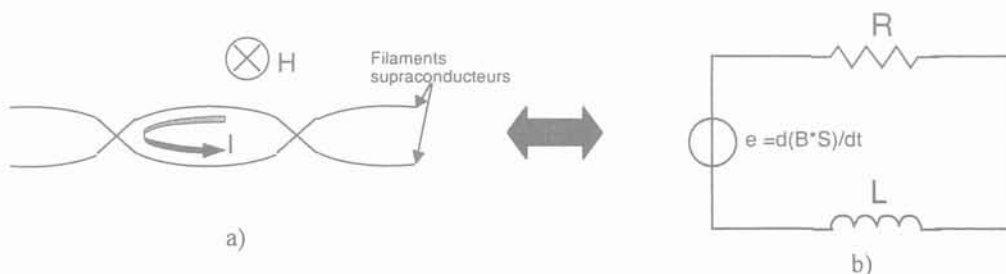


Figure II-22: Courant de couplage dans un fil PIT torsadé a) géométrie réelle, b) schéma équivalent

Si on part du schéma équivalent donné Figure II-22 b) on peut calculer les pertes par couplage :

$$\text{eq. II-17} \quad \Rightarrow P = \frac{S^2}{2L} B_e^2 \omega \frac{\omega \tau}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (\text{en } W) \quad \text{avec } \tau = \frac{L}{R} = \text{constante de temps du circuit RL}$$

A ce niveau, il s'agit de déterminer le rapport S^2/L .

Si on a une infinité de boucles filamenteuses en parallèles (Figure II-23) alors on considère les boucles des courants de couplage comme un solénoïde de hauteur h :

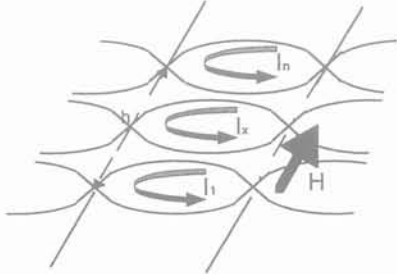
$$\begin{aligned} \varphi = BS &= \frac{\mu_0 i}{h} S = Li \Rightarrow L = \frac{\mu_0 S}{h} \\ \Rightarrow \frac{S^2}{L} &= \frac{Sh}{\mu_0} = \frac{\text{vol}}{\mu_0} \end{aligned}$$


Figure II-23 Infinité de boucle en parallèle (solénoïde parfait)

En réalité, nous ne sommes pas en présence d'un solénoïde parfait (nombre de boucles en parallèles limité) aussi, on introduit un facteur de forme (n) de la région filamenteuse qui tient compte du facteur démagnétisant N . On pourrait montrer que dans ce cas :

$$\Rightarrow \frac{S^2}{L} = n \times \frac{Sh}{\mu_0} \quad \text{avec } n = \frac{1}{1 - N} \quad (\text{solénoïde infini, } N=0 \rightarrow n=1)$$

$$\Rightarrow \frac{P}{\text{vol}} = \frac{B_e^2}{\mu_0} \pi \frac{n \omega \tau}{1 + \omega^2 \tau^2} f$$

Les pertes volumiques par courant de couplage de la zone filamenteuse sont données par :

$$\text{eq. II-18} \quad P_{\text{vol}} = \frac{B_e^2}{\mu_0} \frac{\pi n \omega \tau}{1 + \omega^2 \tau^2} f \quad (\text{en } W/m^3)$$

L'énergie due aux courants de couplage (P_{vol}/f) passe ainsi par un maximum en fonction de la fréquence (Figure II-31).

Pour un conducteur cylindrique, la constante de temps intrinsèque est donnée par l'expression suivante :

$$\text{eq. II-19} \quad \tau = \mu_0 \sigma l_p^2 / (8\pi^2) \quad \text{avec } l_p = \text{pas de torsadage et } \sigma = \text{conductivité de la matrice}$$

Il est difficile de donner un ordre de grandeur pour τ car il dépend du pas de torsadage, de la résistivité de la matrice et même, comme nous allons le voir, des dimensions et de l'orientation du conducteur pour les fils PIT. Il varie de quelques μ s à plusieurs ms.

II.4.4.b Constante de temps τ et facteur de forme (n)

Pour un fil rectangulaire PIT qui a une épaisseur d_c bien plus faible que sa largeur w_c , on distingue deux cas extrêmes en fonction de l'orientation du champ magnétique pour le calcul des valeurs de τ et de la valeur du facteur de forme. Les résultats[8] [9] sont reportés dans le Tableau II-1.

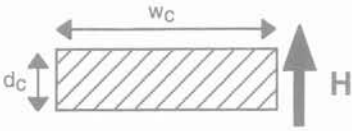
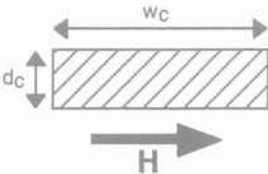
Configuration magnétique	 <p>Figure II-24 : Champ magnétique transverse (perpendiculaire)</p>	 <p>Figure II-25 : Champ magnétique longitudinal (parallèle)</p>
τ	$\tau_{\perp} = \frac{7\mu_0 L_p^2}{480\rho_{eff,\perp}} \frac{w_c}{d_c}$	$\tau_{\parallel} = \frac{\mu_0 L_p^2}{16\rho_{eff,\parallel}} \frac{d_c^2}{w_c^2}$
n	$\frac{w_c}{d_c}$	1
où $\rho_{eff,\perp}$ et $\rho_{eff,\parallel}$ sont les résistances effective transverse et parallèle et L_p est le pas de torsadage des filaments.		

Tableau II-1 : Résistivité effective parallèle et perpendiculaire et facteur de forme en fonction de la configuration magnétique

II.4.4.c Calcul des résistivités effectives parallèles et transverses [10]

Les expressions des constantes de temps (τ_{\parallel} et τ_{\perp}) font intervenir les résistivités effectives parallèles ou transverses. Ces résistivités prennent en compte les éventuelles barrières entre les filaments.

Un moyen de réduire les pertes par courant de couplage consiste en effet à augmenter ces résistivités. Pour les augmenter, outre le fait de doper la matrice en argent par de l'Ag ou du Pd (procédé cher et augmentation de la résistivité assez faible $\rho < 8\rho_{Ag}$), on place des barrières isolantes (poudre d'oxyde comme SrZrO₃, SrCO₃ et BaZrO₃) autour de chaque filament durant le procédé de fabrication [11] [12]. Pour le moment, cette méthode ajoute de nombreuses complications au procédé de fabrication, les courants critiques obtenus sont dégradés tandis que l'homogénéité et les longueurs de fil sont faibles.

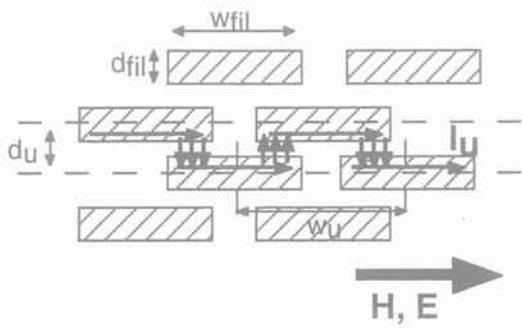
II.4.4.c.i Calcul sans barrières résistives

Pour des fils PIT avec filaments torsadés sans barrières résistives, le contact électrique entre le filament et la matrice en argent est très bon grâce au traitement thermique.

La résistivité effective est égale à E/J où J est la densité de courant de couplage et E est le champ électrique (Figure II-26) $J = I_u/Ld_u$. (L est la longueur du fil supraconducteur PIT)

Une tension (V_{cross}) apparaît quand le courant passe par la matrice de résistance R_{cross} . (résistivité de la matrice en argent : ρ_m)

(i) Résistivité effective parallèle



$$E = \frac{2V_{cross}}{w_u} = \frac{2I_u R_{cross}}{w_u} = \frac{2I_u \rho_m}{w_u} \frac{d_u - d_{fil}}{L(w_{fil} - w_u/2)}$$

$$\rho_{eff,\parallel} = \frac{E}{J} = 2\rho_m \frac{d_u}{w_u} \frac{d_u - d_{fil}}{(w_{fil} - w_u/2)}$$

Figure II-26 : Schéma de calcul de la résistivité effective parallèle (pas de barrières résistives)

(ii) Résistivité effective perpendiculaire

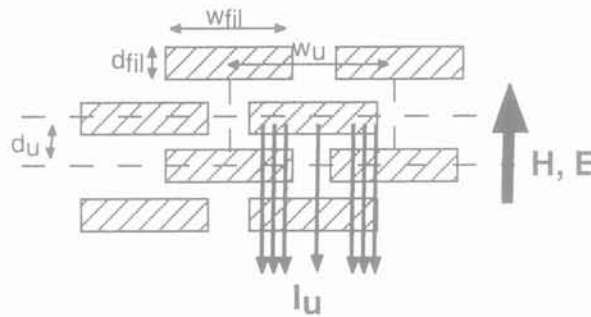


Figure II-27 : Schéma de calcul de la résistivité effective perpendiculaire (pas de barrières résistives)

On a deux résistances en parallèle :

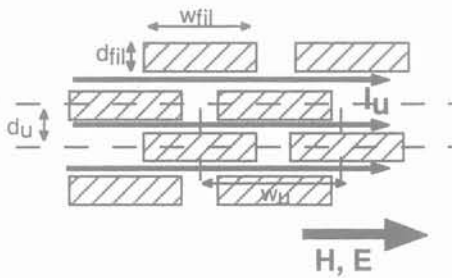
$$R_1 = \rho_m \frac{d_u - d_{fil}}{2L(w_{fil} - w_u/2)} \text{ et } R_2 = \rho_m \frac{d_u - d_{fil}/2}{2L(w_{fil} - w_u)} \Rightarrow \frac{1}{R_{eff,\perp}} = \frac{1}{\rho_m} \left(\frac{2L(w_{fil} - w_u/2)}{d_u - d_{fil}} + \frac{2L(w_{fil} - w_u)}{d_u - d_{fil}/2} \right)$$

$$\text{or } \rho_{eff,\perp} = R_{eff,\perp} \frac{Lw_u}{d_u} \Rightarrow \rho_{eff,\perp} = \rho_m \frac{w_u}{d_u} \left(\frac{2w_{fil} - w_u}{d_u - d_{fil}} + \frac{2w_u - 2w_{fil}}{d_u - d_{fil}/2} \right)^{-1}$$

II.4.4.c.ii Calcul avec barrières résistives

De la même façon, on peut calculer les résistivités effectives lorsque les filaments sont entourés de barrières résistives. Le courant de couplage "tourne" autour des filaments supraconducteurs isolés (Figure II-28 et Figure II-29). Dans les calculs qui suivent, la résistivité de la barrière résistive, lorsque le courant quitte le filament pour se boucler, n'est pas prise en compte. Cette dernière augmente encore les résistivités effectives parallèles et perpendiculaires et diminue par conséquent les pertes de couplages.

(i) Résistivité effective parallèle

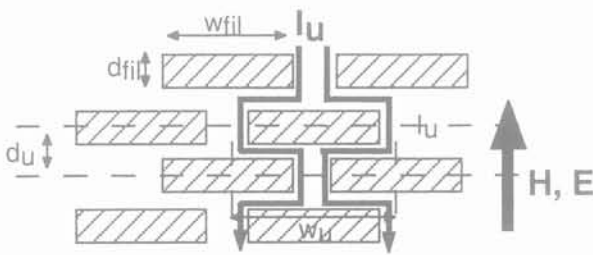


$$E = \frac{V_{cross}}{w_u} = \frac{I_u R_{cross}}{w_u} = \frac{I_u}{w_u} \rho_m \frac{w_u}{L(d_u - d_{fil})}$$

$$\rho_{eff,||} = \frac{E}{J} = \rho_m \frac{d_u}{d_u - d_{fil}}$$

Figure II-28 : Schéma de calcul de la résistivité effective parallèle avec barrières résistives

(ii) Résistivité effective perpendiculaire



De la même façon, la résistance effective perpendiculaire est calculée et vaut :

$$\rho_{eff,\perp} = \rho_m \frac{w_u}{2d_u} \left(\frac{w_{fil} - w_u / 2}{d_u - d_{fil}} \right)$$

Figure II-29: Schéma de calcul de la résistivité effective perpendiculaire avec barrières résistives

II.4.4.d Récapitulatif des pertes de couplages dans un fil PIT torsadé

Le Tableau II-2 donne l'expression des pertes de couplage ainsi que les constantes de temps et les résistivités effectives en champ transverse et longitudinal.

Fil torsadé HTC de type PIT				
Expression des pertes de couplage	Constante de temps et facteur de forme (n)	Résistivité effective		
		sans barrières résistives	Avec barrières résistives	
$P_{vol} = \frac{B_e^2}{\mu_0} \frac{\pi n \omega \tau}{1 + \omega^2 \tau^2} f$	$\tau_{//} = \frac{\mu_0 L_p^2}{16 \rho_{eff, //}} \frac{d_c^2}{w_c^2}$	n=1	$\rho_{eff, //} = 2 \rho_m \frac{d_u}{w_u} \frac{d_u - d_{fil}}{(w_{fil} - w_u / 2)}$	$\rho_{eff, //} = \rho_m \frac{d_u}{d_u - d_{fil}}$
	$\tau_{\perp} = \frac{7 \mu_0 L_p^2}{480 \rho_{eff, \perp}} \frac{w_c}{d_c}$	n = $\frac{w_c}{d_c}$	$\rho_{eff, \perp} = \rho_m \frac{w_c}{d_c} \left(\frac{2w_{fil} - w_u}{d_u - d_{fil}} + \frac{2w_c - w_{fil}}{d_u - d_{fil} / 2} \right)^{-1}$	$\rho_{eff, \perp} = \rho_m \frac{w_u}{2d_u} \left(\frac{w_{fil} - w_u / 2}{d_u - d_{fil}} \right)$

Tableau II-2 : récapitulatif des pertes de couplages dans un fil PIT torsadé

II.4.4.d.i Exemple numérique de calcul sur le fil suivant

$w_{fil} = 0,35 \text{ mm}$	$w_c = 3,5 \text{ mm}$	$w_u = 0,45 \text{ mm}$
$d_{fil} = 0,035 \text{ mm}$	$d_c = 0,35 \text{ mm}$	$d_u = 0,045 \text{ mm}$
$\omega = 314 ; f = 50 \text{ Hz}$	$B_e = 20 \text{ mT}$	$L_p = 6 \text{ mm}$

Avec ces paramètres et la résistivité de l'argent ($\rho_{Ag} = 2.5 \cdot 10^{-9} \Omega.m$), on peut calculer les résistivités effectives parallèles ou perpendiculaires avec ou sans barrières résistives et ainsi calculer les pertes de couplage pour chacun des cas.

	Sans barrières résistives	Avec barrières résistives
$\rho_{eff //} (\Omega.m)$	$4 \cdot 10^{-11}$	$1,1 \cdot 10^{-8}$
$\rho_{eff \perp} (\Omega.m)$	$7,8 \cdot 10^{-10}$	$1,6 \cdot 10^{-7}$
Pertes volumiques // (W/m^3)	$10,6 \cdot 10^3$	39
Pertes volumiques \perp (W/m^3)	$1,6 \cdot 10^5$	$6,6 \cdot 10^3$

Les barrières résistives permettent donc d'augmenter considérablement les résistivités effectives parallèles et perpendiculaires (facteur 280). Ceci permet un gain marqué sur les pertes de couplages en champ longitudinal puisqu'elles diminuent d'un facteur important (260). En champ transverse le gain est moindre, mais reste remarquable (facteur 24).

Une autre technique de réalisation de ces barrières permettrait d'augmenter encore les résistivités transverses et parallèles. Précédemment, on se trouvait dans une configuration à double barrières résistives (Figure II-30 a). Le courant de couplage passe une première barrière et circule entre les

filaments dans la matrice en argent jusqu'à la barrière du filament où il doit se reboucler. L'autre technique consiste à isoler les filaments deux à deux par une seule barrière. Le courant de couplage pour se reboucler doit franchir un nombre de barrières beaucoup plus important et ainsi la résistivité est encore augmentée (Figure II-30 b). La réalisation de ces structures reste délicate. Pour une structure à double barrières, il s'agit de rajouter une couche d'oxyde comme SrZrO₃ autour de chaque filament lors du procédé de fabrication. Pour une structure à simple barrière, il faut réaliser une barrière unique et globale. Pour le moment, la réalisation de ces barrières (simple ou double) entraîne une diminution de la densité de courant critique d'environ 50 %.

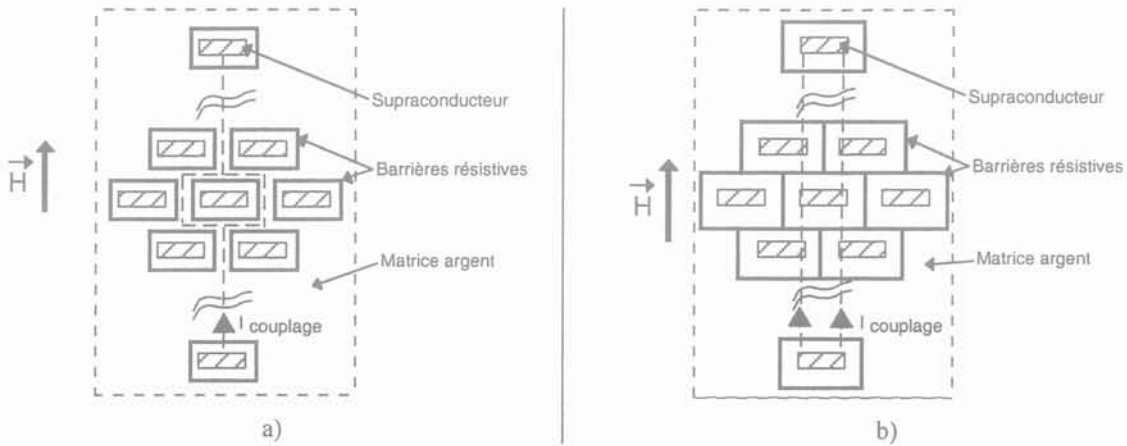


Figure II-30 : Doubles barrières résistives a) et simples barrières résistives b)

II.5 Récapitulatif des pertes dans un composite supraconducteur

On distingue donc quatre types de pertes dans les fils supraconducteurs HTC [13] [14] :

- les pertes résistives,
- les pertes par hystérésis,
- les pertes par courants induits dans la matrice,
- les pertes de couplage dans la matrice (fils PIT).

Comme nous l'avons vu, les pertes résistives sont très faibles en dessous de I_c , mais deviennent vite prédominantes dès qu'on dépasse le courant critique surtout si le N de la caractéristique $E(J)$ est élevé. Les pertes par courants induits dans la matrice sont généralement faibles à 50 Hz aux inductions qui règnent dans un transformateur. Nous allons voir une comparaison des énergies de couplage et d'hystérésis dans un filament de type PIT torsadé soumis à un champ extérieur.

Sur la Figure II-31 est représentée l'évolution de l'énergie de couplage (eq. II-18) et d'hystérésis (Tableau II-3, eq. II-8) (courbe approximative [3]) en fonction de $\omega\tau$ pour un champ magnétique extérieur supérieur au champ de pénétration ($B_e > B_p^{max}$). L'énergie de couplage passe par un maximum en fonction de $\omega\tau$.

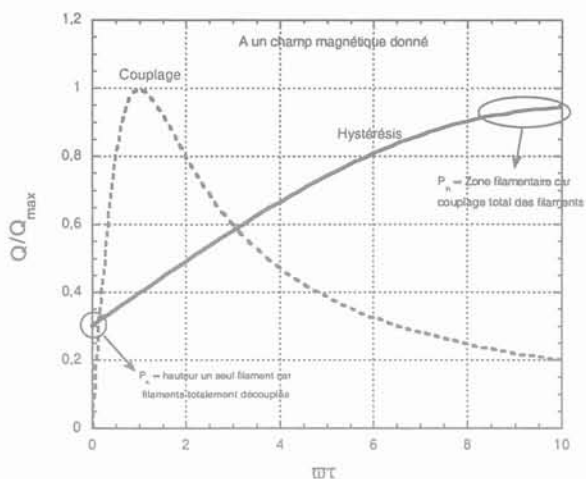


Figure II-31 : Evolution des pertes en fonction de $\tau\omega$.

A faible fréquence les filaments sont totalement découplés. L'énergie due à l'hystérésis est proportionnelle à la dimension d'un filament et est par conséquent assez faible (eq. II-8). l'énergie de couplage est pratiquement nulle. Très vite, lorsqu'on augmente la fréquence, l'énergie de couplage passe par un maximum et prédomine. À plus haute fréquence, les filaments sont totalement couplés, l'énergie d'hystérésis est proportionnelle à la dimension de la zone filamentaire et prédomine. L'énergie de couplage est très faible (elle est proportionnelle à $1/\omega$). Si on regarde en termes de pertes, aux très faibles fréquences les pertes par hystérésis dominent puis très vite les pertes par couplage prennent le dessus jusqu'à atteindre leur maximum à $\omega\tau = 1$, puis ces dernières restent à une valeur constante. Donc à haute fréquence se sont les pertes par hystérésis qui sont prédominantes.

La Figure II-32 complète la Figure II-31 en ajoutant l'influence du champ magnétique. On retrouve l'évolution de l'énergie d'hystérésis et de couplage en fonction de la fréquence mais aussi en fonction de l'induction magnétique. L'état (couplé ou découplé) des filaments est aussi reporté. Le Tableau II-3 donne l'évolution des énergies de couplage et d'hystérésis en fonction du champ magnétique et de la fréquence et permet de mieux comprendre les prédominances des énergies données Figure II-32.

Regardons ce qui se passe pour un champ constant proche mais inférieur au champ de pénétration B_p lorsqu'on fait évoluer la fréquence (chemin n°1, Figure II-32). Par rapport à la Figure II-31, seule l'énergie d'hystérésis est modifiée. En effet, cette dernière est régie cette fois par l'eq. II-7 et décroît donc lorsqu'on fait évoluer la fréquence. A basse fréquence les filaments sont découplés, le champ de pénétration, proportionnel à la dimension d'un filament est faible et ainsi Q_h est élevée. Lorsqu'on augmente la fréquence, on couple les filaments, le champ de pénétration est proportionnel à la dimension de la zone filamentaire et donc Q_h décroît. On obtient tout de même les mêmes prédominances d'énergie que celles obtenues Figure II-31, c'est à dire hystérésis, couplage puis à nouveau hystérésis car à haute fréquence l'énergie de couplage diminue elle aussi en $1/\omega$ et donc encore plus rapidement que l'énergie d'hystérésis sur le chemin n°1.

Maintenant regardons à basse fréquence lorsqu'on fait évoluer le champ magnétique (chemin n°2). Pour des champs faibles (Tableau II-3), l'énergie de couplage prédomine ($\propto B_c^2 \times \omega$) alors que l'énergie

d'hystérésis est très faible ($\propto B_e^3$) puisque proportionnelle à la dimension d'un filament. Si le champ augmente jusqu'à dépasser le champ de pénétration, les filaments sont alors complètement saturés et l'hystérésis prédomine. Si le champ augmente encore, l'énergie de couplage redevient prédominante car elle est proportionnelle à B_e^2 alors que l'énergie d'hystérésis est proportionnelle à B_e .

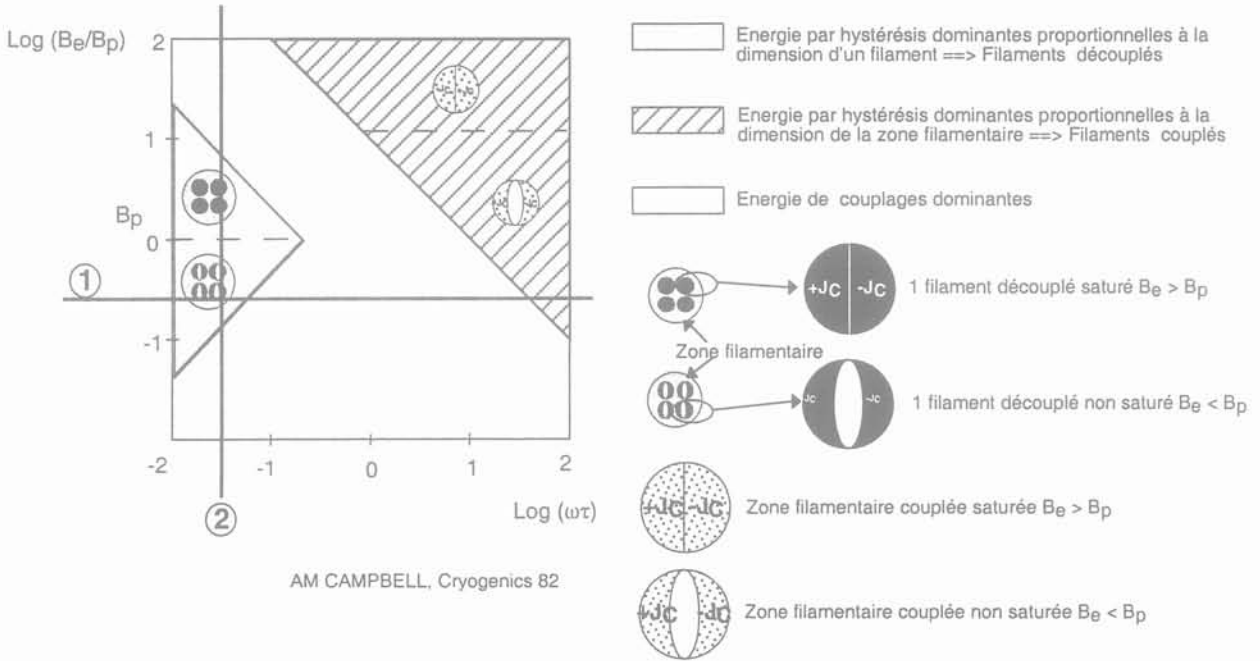


Figure II-32 : Énergie dominante en fonction du champ magnétique et de la fréquence

Condition	Energie due à l'hystérésis (Q_h)		Energie due au couplage (Q_c)	
	Si $B_e < B_p$	Si $B_e > B_p$	Si $\omega < 1/\tau$	Si $\omega > 1/\tau$
Influence de l'induction magnétique	$\propto B_e^3$	$\propto B_e$	$\propto B_e^2$	
Influence de la fréquence (ω)	Indépendant		$\propto \omega$	$\propto 1/\omega$
Expressions	eq. II-7 : $Q_h = \frac{2B_e^3}{3\mu_0 B_p}$	$Q_h = \frac{2B_e^2}{\mu_0} \left(\frac{1}{B_e/B_p} - \frac{2}{3(B_e/B_p)^2} \right)$ eq. II-8 : $Q_h \approx \frac{2B_e B_p}{\mu_0}$	$Q_{vol} = \frac{B_e^2}{\mu_0} \frac{\pi n \omega \tau}{1 + \omega^2 \tau^2}$	

Avec le champ de pénétration $B_p = \mu_0 J_c d/2$ (d = dimension d'un filament (si filaments découplés) ou de la zone filamenteuse (si filaments couplés)).

Tableau II-3 : Comportement des énergies d'hystérésis et de couplage en fonction du champ et de la fréquence

II.6 Application au transformateur

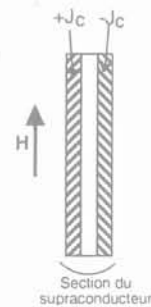
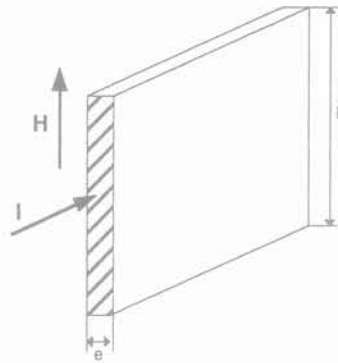
Pour le dimensionnement du transformateur de READY fonctionnant en dessous du courant critique, les pertes résistives seront négligées. Les pertes par courants de couplage sont elles aussi négligées car le conducteur PIT utilisé pour READY n'est pas torsadé. On considèrera donc pour le dimensionnement seulement les pertes par hystérésis en champs longitudinal et transverse ainsi que les pertes par courant de Foucault en fonction de l'orientation du champ magnétique (pertes dans le substrat du conducteur secondaire). Pour calculer les pertes par hystérésis dans les enroulements supraconducteurs du transformateur, nous avons utilisé le modèle analytique de Carr. Le modèle analytique cylindrique présenté juste après aura permis une comparaison avec les résultats fournis par le modèle de Carr pour les pertes par hystérésis en champ longitudinal dans les bobinages (voir les chapitres III et IV concernant le transformateur de READY et les transformateurs de 30 MVA).

II.6.1 W. J. Carr

Pour certaines géométries (bobinages de transformateur par exemple), les pertes supraconductrices moyennes peuvent être calculées par les formules de Carr [15] [16]. En effet, W. J. Carr considère une répartition du courant en couche (Figure II-33). Cette répartition spécifique du courant provient de l'hypothèse d'un champ parfaitement longitudinal comme c'est le cas dans une bobine infinie. Ces formules sont donc établies sur un fil rectangulaire d'épaisseur e et de hauteur h parcouru par un courant variable et soumis à un champ magnétique parallèle à la hauteur (champ longitudinal) et en phase avec le courant (Figure II-33).

$$I = I_{\max} \sin \omega t$$

$$H = H_{\max} \sin \omega t$$



Répartition du courant considérée

Figure II-33 : Configuration formules de Carr

Pertes actives moyennes en champ longitudinal (en W/m³ de filaments)

Dans le cas de la **pénétration complète**, c'est-à-dire que le champ extérieur est supérieur au champ de pénétration ($H_{\max} > H_p = J_c * e/2$).

$$\text{eq. II-20} \quad P_{\text{moy}} = \mu_0 * f * H_{\max} * J_c * e \left[1 + \frac{1}{3} \left(\frac{I_{\max}}{I_c} \right)^2 \right] - \frac{1}{3} * \mu_0 * f * J_c^2 * e^2 \left[1 - \left(\frac{I_{\max}}{I_c} \right)^3 \right] \quad (\text{en W/m}^3)$$

En pénétration incomplète

- Si $I_{\max}/2h < H_{\max} < H_p = J_c \cdot e/2$

$$\text{eq. II-21} \quad P_{moy} = \frac{4}{3} \mu_0 f \frac{H_{\max}^3}{J_c e} \left[1 + 3 \left(\frac{I_{\max}}{2H_{\max}h} \right)^2 \right] \quad (\text{en W/m}^3)$$

- Si $H_{\max} < I_{\max}/2h$

$$\text{eq. II-22} \quad P_{moy} = \frac{1}{6} \mu_0 J_c^2 f e^2 \left(\frac{I_{\max}}{I_c} \right)^3 \left[1 + 3 \left(\frac{2H_{\max}h}{I_{\max}} \right)^2 \right] \quad (\text{en W/m}^3)$$

Pertes Carr en champ transversal (en W/m³ de filaments) (extrémités d'enroulements)

Pour les transformateurs dimensionnés dans la suite de ce mémoire, étant donné la largeur des supraconducteurs HTC, lorsqu'on se trouve en situation de champ transverse nous sommes toujours dans le cas de la pénétration incomplète ($H_{\max} < H_p = J_c \cdot h/2$). La densité volumique de pertes (W/m³) est alors donnée par l'expression :

$$\text{eq. II-23} \quad P_{tr\ moy} = \frac{4}{3} \mu_0 f \frac{H_{\max}^3}{J_c h} \quad (\text{en W/m}^3)$$

Exemple numérique

Un supraconducteur de type PIT de courant critique 40 A, de section 0,35*3,5 mm² parcouru par un courant sinusoïdal (50 Hz) de 25 A_{max} est placé dans un champ magnétique longitudinal puis transversal de 15915 A/m (20 mT). On se trouve en situation de pénétration incomplète en champ transverse et en pénétration complète en champ longitudinal.

Pertes Carr en champ longitudinal (eq. II-20)	10,8 kW / m ³
Pertes Carr en champ transversal (eq. II-23)	2,95 kW / m ³

Un comparatif numérique des pertes par hystérésis et des pertes de couplages en champ transverse et en champ longitudinal dans le cas de bobinages de transformateurs est donné dans le chapitre IV sur le dimensionnement des transformateurs de 30 MVA.

II.6.2 Modèle cylindrique

Ce modèle a été développé en collaboration avec E. Vinot qui a travaillé sur la modélisation et les calculs de pertes dans les supraconducteurs HTC [17]. Il est détaillé entièrement en annexe, c'est pourquoi nous verrons ici, uniquement les points importants et l'expression des pertes calculées sur une bobine monocouche. La méthodologie de calcul est identique à celle qui est donnée au paragraphe II.2.2.

Par rapport au modèle de Carr, ce modèle est basé sur une géométrie cylindrique. Il rend compte des pertes dans une bobine supraconductrice mono ou multicouche. La bobine est représentée comme un cylindre infiniment long et non comme étant composé d'un fil bobiné. Les fils supraconducteurs étant rectangulaires cette approximation est assez proche de la réalité.

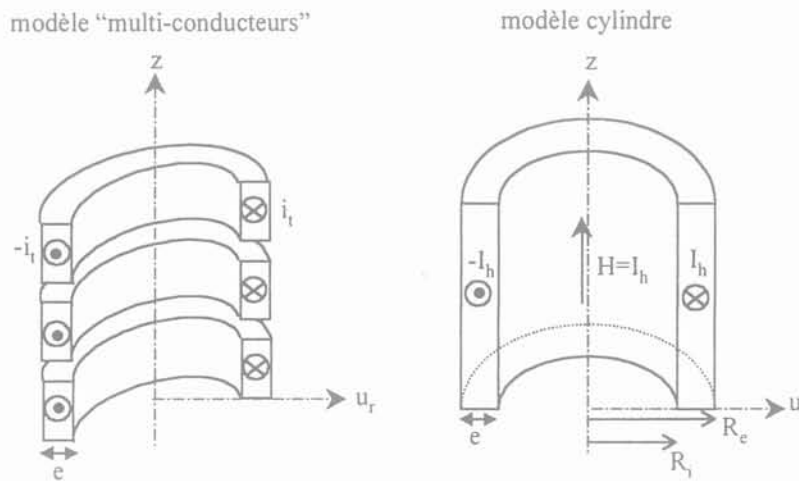


Figure II-34 : Modèles monocouches multi-conducteurs et cylindre infiniment long

Dans le cas d'une bobine monocouche, le champ magnétique, supposé parfaitement axial, est nul à l'extérieur. Le courant qui circule dans ce cylindre est défini par unité de hauteur (I_h) et se trouve par conséquent directement lié au champ magnétique $I_h = H$. On peut donc considérer que le cylindre est soit parcouru par un courant soit soumis à un champ magnétique interne.

Pour une bobine multicouche, on calcule les pertes couche par couche en considérant que la $n^{\text{ème}}$ couche (prise entre plusieurs couches) est soumise à un champ axial interne mais aussi à un champ axial externe.

Remarque : Le calcul des pertes pour une des couches internes d'une bobine multicouche doit être mené en deux parties. En effet, on distingue deux cas :

- Les pertes avant la pénétration totale (l'amplitude des champs magnétiques extérieurs n'est pas suffisante pour saturer complètement la couche).
- Les pertes après la pénétration totale (les champs magnétiques extérieurs saturent complètement la couche et se rejoignent dans celle-ci).

Dans le cas d'une bobine multicouche, l'expression analytique de la formule des pertes pour la $n^{\text{ième}}$ couche est donnée pour les pertes instantanées (voir annexe). Le calcul des pertes moyennes se fait de manière numérique avec un logiciel tel que MATLAB car l'expression est trop longue et trop complexe.

II.6.2.a.i Résultat pour une bobine monocouche

Les répartitions du courant et de l'induction magnétique sont données sur la Figure II-35 (R_i = rayon intérieur, R_e = rayon extérieur, I_h = courant par unité de hauteur = champ magnétique).

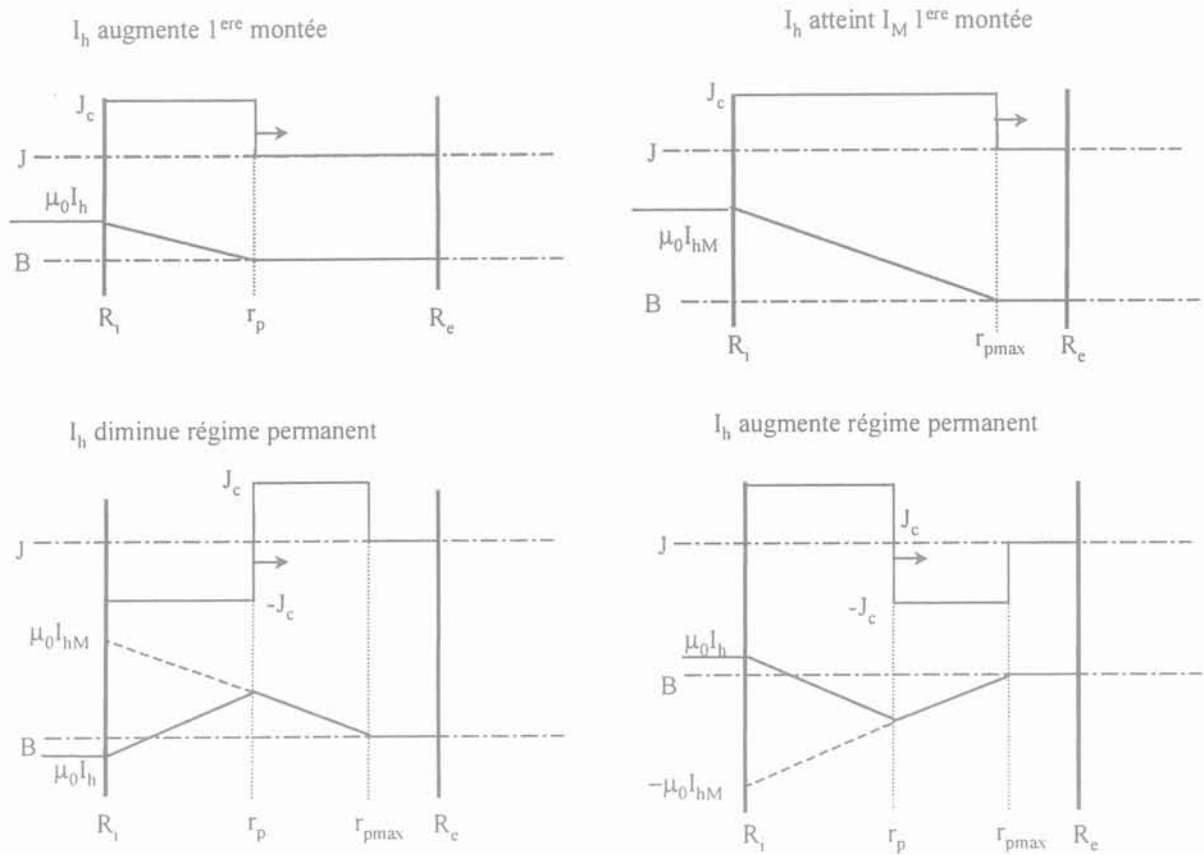


Figure II-35 : Répartition de J et B dans une bobine mono-couche

Avec la méthodologie décrite juste avant, on obtient l'expression des pertes moyennes pour une spire de hauteur b parcouru par un courant $I(t) = \hat{I}_i \sin(\omega t)$:

eq. II-24
$$P = \langle p(t) \rangle = \frac{4}{3} f \cdot \pi \cdot \mu_0 \cdot \left[\frac{R_i \cdot \hat{I}_i^3}{J_c \cdot b^2} + \frac{\hat{I}_i^4}{2 \cdot J_c^2 \cdot b^3} \right]$$

II.7 Mesures des pertes dans les supraconducteurs

Dans cette partie, nous allons voir les méthodes expérimentales de mesures des pertes et notamment les points délicats. Nous verrons les mesures réalisées sur des supraconducteurs HTC et nous les comparerons aux modèles analytiques et au modèle numérique.

II.7.1 Les méthodes calorimétriques

Le principe est de mesurer soit la quantité de gaz qui s'évapore du fluide cryogénique à cause des pertes dans le matériau supraconducteur [6], soit de mesurer l'élévation de température de l'échantillon. Pour cela une sonde de température (Figure II-36) est placée directement sur l'échantillon et est isolée du fluide réfrigérant par un isolant (polystyrène par exemple) [18] [19]. Dans ces conditions, l'élévation de température est directement proportionnelle aux pertes.

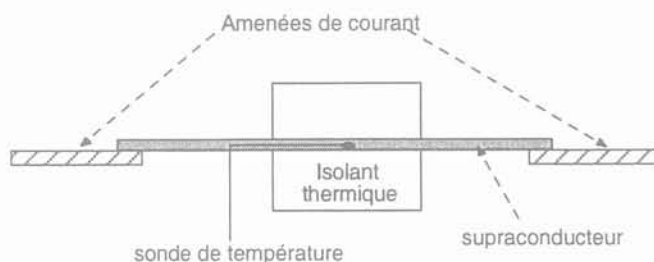


Figure II-36 : Mesure calorimétrique par sonde de température

Ces techniques présentent l'avantage de ne pas être sensibles aux perturbations électromagnétiques (surtout pour la première). Néanmoins elles présentent l'une ou l'autre quelques inconvénients :

- Résolution assez faible,
- Système expérimental complexe (changement de pression du cryofluide, stratification de la température, bruit de fond, pertes des amenées de courant),
- Temps de mesure longs,
- Besoin d'un étalonnage à chaque fois qu'on modifie le dispositif expérimental (bobine de champs...) afin de soustraire l'évaporation due aux pertes du cryostat, bobine de champ etc.

II.7.2 La méthode électrique

C'est la méthode utilisée dans le cadre de ce travail pour mesurer les pertes en champ propre dans les supraconducteurs HTC [20] [21].

II.7.2.a *Problématique*

Le supraconducteur est alimenté par un courant sinusoïdal. Sa tension ne peut pas être sinusoïdale en raison de la forte non-linéarité de la loi $E(J)$. Il s'agit de mesurer la valeur efficace du fondamental du signal tension (U_{1eff}) aux bornes de l'échantillon supraconducteur. Les pertes moyennes totales sont alors données par :

eq. II-25
$$P_T = U_{1eff} \cdot I_{eff} \cos(\varphi) \quad (\text{en W})$$

Cependant plusieurs problèmes qui seront détaillés par la suite sous la forme de points délicats se posent :

- Le signal en sortie de l'échantillon est très fortement inductif. Par conséquent le déphasage entre la tension et le courant est très proche de 90° . Ainsi une faible erreur sur l'acquisition de l'angle entraîne une forte imprécision sur la mesure de puissance (eq. II-25), de plus le wattmètre donne également des mesures imprécises quand le déphasage est proche de 90° .
- Le signal représentatif des pertes peut être très faible (qq μV). Il faut prendre des précautions de mesure (fils blindés,

II.7.2.b *Schéma et principe du montage de mesure de pertes*

Le schéma de principe de la mesure des pertes est représenté sur la Figure II-37. Le signal de sortie aux bornes du supraconducteur est fortement inductif. On soustrait à ce signal de sortie le signal inductif d'une mutuelle dont on règle l'amplitude grâce à un pont diviseur inductif. Le pont diviseur inductif permet donc d'une part d'ajuster la valeur de la composante inductive à retrancher et d'autre part permet par la suite le réglage de la détection synchrone. Le signal ainsi compensé est amplifié et filtré. La Figure II-38 donne l'allure du signal tension de perte compensé et non compensé obtenu sur un méandre supraconducteur. A ce niveau la mesure proprement dite des pertes peut se faire de trois façons : soit par un wattmètre, soit par une détection synchrone, ou enfin grâce à un oscilloscope numérique.

- La mesure au wattmètre numérique est valable si le facteur de puissance n'est pas trop mauvais.
- A l'oscilloscope nous faisons une intégration numérique du produit $v \cdot i$

$$(P_T = \frac{1}{T} \int_0^T v \cdot i \cdot dt).$$

- La détection extrait le signal tension efficace en phase avec le courant ($U_{1eff,\varphi} \rightarrow P_T = U_{1eff,\varphi} \cdot I_{eff}$). La référence de phase est prise sur le courant grâce à un tore inséré dans le circuit de puissance.

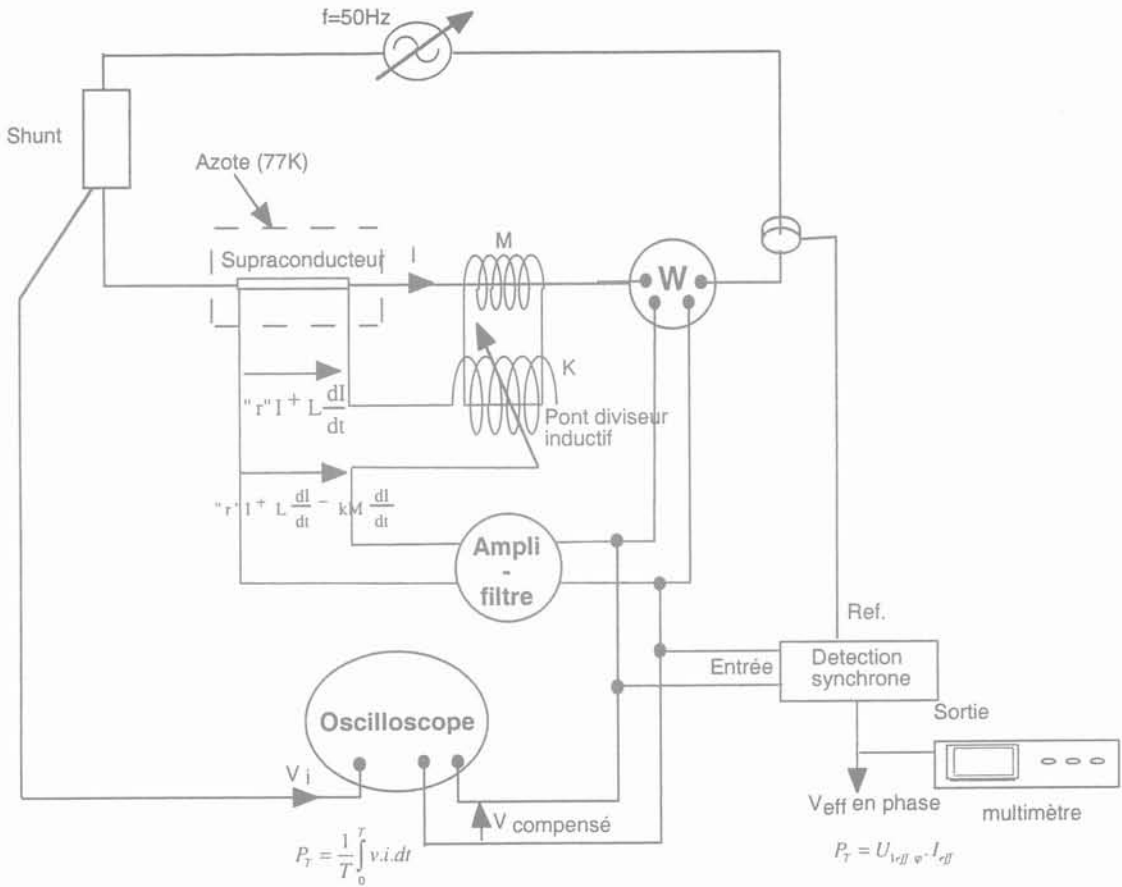


Figure II-37 : Schéma de mesure des pertes

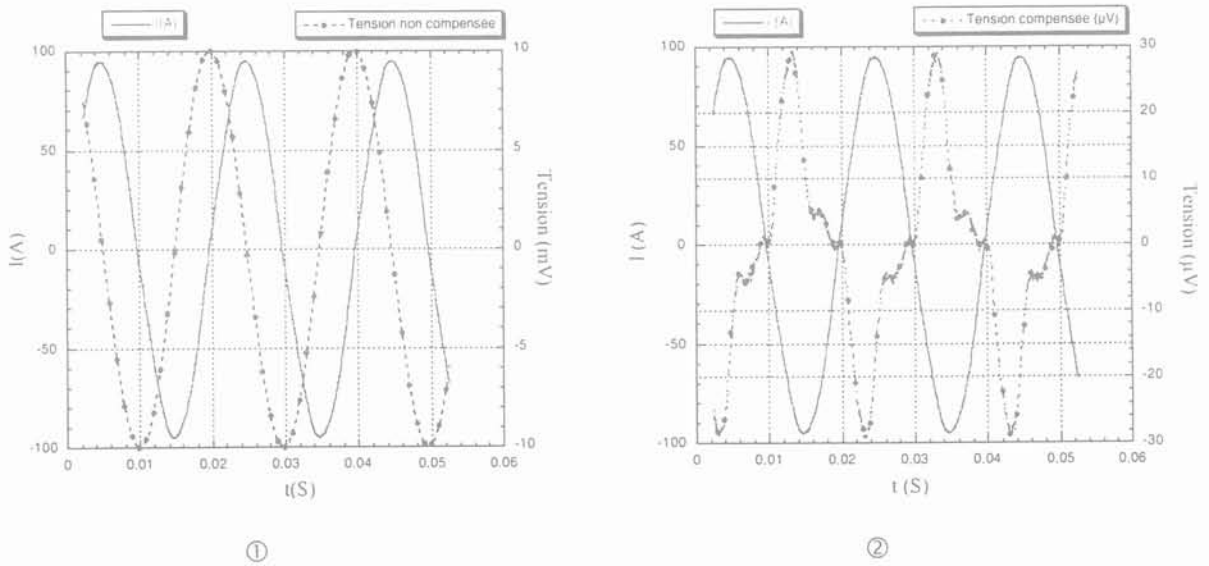


Figure II-38 : Allure de la tension de perte compensée ② et non compensée ① aux bornes d'un supraconducteur

II.7.2.c Points délicats de la mesure

• Erreur de phase

La tension mesurée aux bornes de l'échantillon supraconducteur est fortement inductive ($V_L/V_R = 100$ à 1000) : le déphasage entre le courant et la tension est très proche de 90° . La détection pour extraire le signal en phase représentatif des pertes à besoin d'une référence (prise avec un tore sur le circuit de puissance) qui doit être parfaitement en phase avec le courant. Si une légère erreur de phase existe cette dernière entraîne une très forte imprécision sur la mesure de la puissance (eq. II-25 et Figure II-39).

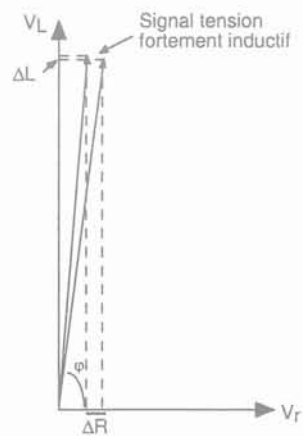


Figure II-39 : Erreur de phase

Typiquement pour un déphasage entre le courant et la tension de $89,99^\circ$, si on commet une erreur sur la phase de $0,001^\circ$, on aura 11% d'erreur sur la mesure de perte. Par contre si la tension et le courant sont en phase et que nous commettons la même erreur de phase ($0,001^\circ$), l'erreur sur la puissance sera négligeable ($1,52 \cdot 10^{-8} \%$).

On va donc chercher à éliminer la composante inductive du signal (mutuelle) de manière à obtenir une tension qui soit déjà pratiquement en phase avec le courant sinusoïdal. Ensuite on sépare totalement la partie quadratique de la partie en phase grâce à la détection synchrone (l'erreur de phase a des conséquences moins mauvaises) et les pertes seront alors données par :

eq. II-26
$$P_T = U_{1eff,\varphi} \cdot I_{eff} \quad (\text{en watt})$$

• Les bruits de mesures

La tension représentative du signal de pertes ($U_{1eff,\varphi}$) est très faible. Cela peut aller de quelques μV à quelque mV en fonction de la longueur du supraconducteur, du courant le traversant et de la température de fonctionnement. Avec des signaux aussi faibles, il faut prendre beaucoup de précautions pour ne pas capter de nombreux signaux parasites :

- Utiliser des fils blindés
- Les torsader pour éviter les boucles de flux
- Eloigner le circuit de mesure de toutes les sources de rayonnement, notamment du circuit de puissance (qui doit être torsadé)

• La mesure de la tension

La mesure de la tension doit se faire directement sur l'échantillon supraconducteur pour ne pas mesurer par exemple les pertes liées à la chute de tension dans les amenées de courant ou encore au niveau des soudures. La mesure de la tension doit donc se faire directement sur l'échantillon mais également pas trop près des amenées de courant. En effet, le courant, pour passer de l'amenée à la partie supraconductrice du fil PIT doit passer par la matrice. Ce passage se fait sur une certaine longueur appelée longueur de transfert. Typiquement, on trouve dans la littérature [22] des longueurs de transfert de 0,2 à 1,2 mm dans les fils PIT sans barrières résistives et des longueurs de transfert de l'ordre du centimètre lorsqu'il y a des barrières résistives.

Maintenant nous allons voir l'importance de la disposition des fils de prises de potentiel. Ils mesurent une tension basée sur un taux de variation du flux magnétique à travers une boucle formée par ces fils et la ligne électrique centrale de l'échantillon. Pour une mesure correcte de la tension, tout le flux relevant des pertes de l'échantillon doit être entouré dans cette boucle (uwxyz). Il faudrait donc que la distance d (Figure II-40) tendent vers l'infini.

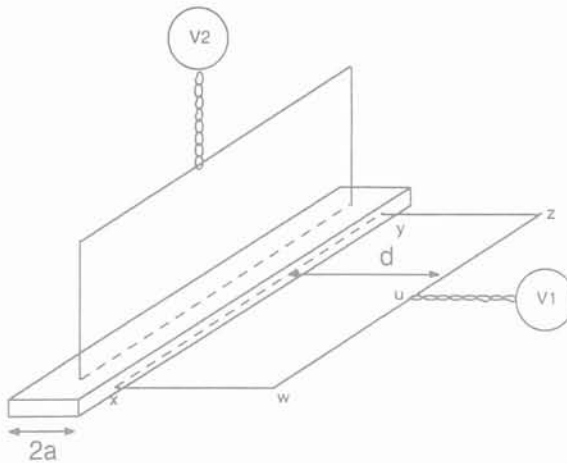


Figure II-40 : Prises de potentiel sur un conducteur rectangulaire

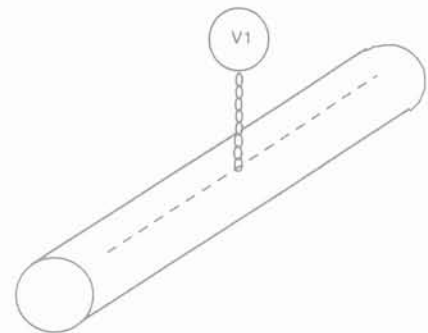


Figure II-41 : Prises de potentiel sur un conducteur rond uniforme

Pour un fil rond uniforme, le champ magnétique créé par le courant de transport est réparti de manière concentrique tout autour du fil et est parfaitement en phase avec le courant, il ne "transporte" donc pas de pertes. Les fils de prise de potentiel peuvent donc être plaqués sur le conducteur (Figure II-41).

Pour un fil rectangulaire, (conducteurs PIT utilisés) la distribution du champ magnétique propre est fortement non uniforme autour du conducteur. Le champ propre n'est pas tout à fait en phase avec le courant et transporte donc une partie des pertes sous forme magnétique. Si on s'éloigne un peu du

conducteur (d'une distance égale à environ une fois son plus grand côté), on retrouve un champ magnétique quasi parfaitement en phase avec le courant, donc ne "transportant pas" de pertes. Ainsi pour réaliser une mesure correcte des pertes (erreur < 5 % [23]) il faut donc se placer à une distance raisonnable du supraconducteur ($d = 2a$) pour embrasser pratiquement tout le flux transportant les pertes (Figure II-40) [24] [25]. De toute manière, il n'est pas dans l'intérêt d'augmenter cette distance d car dans ce cas la tension mesurée devient encore plus inductive et bruitée ; l'imprécision sur la mesure des pertes augmente par conséquent.

Des simulations ont été réalisées dans le cadre du travail de E. Vinot [17] et les calculs référant à ce problème sont détaillés. Sur la Figure II-43, on peut voir les répartitions du champ magnétique obtenues par simulation à différentes distances dans les directions horizontales et verticales autour du conducteur (Figure II-42).

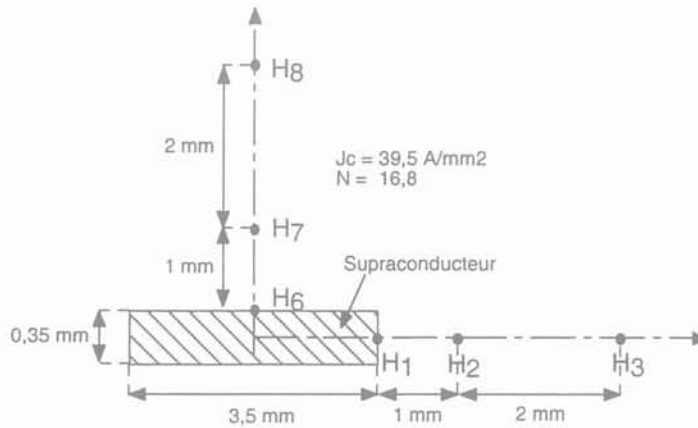


Figure II-42 : Emplacement des points de mesure du champ magnétique sur un fil PIT rectangulaire

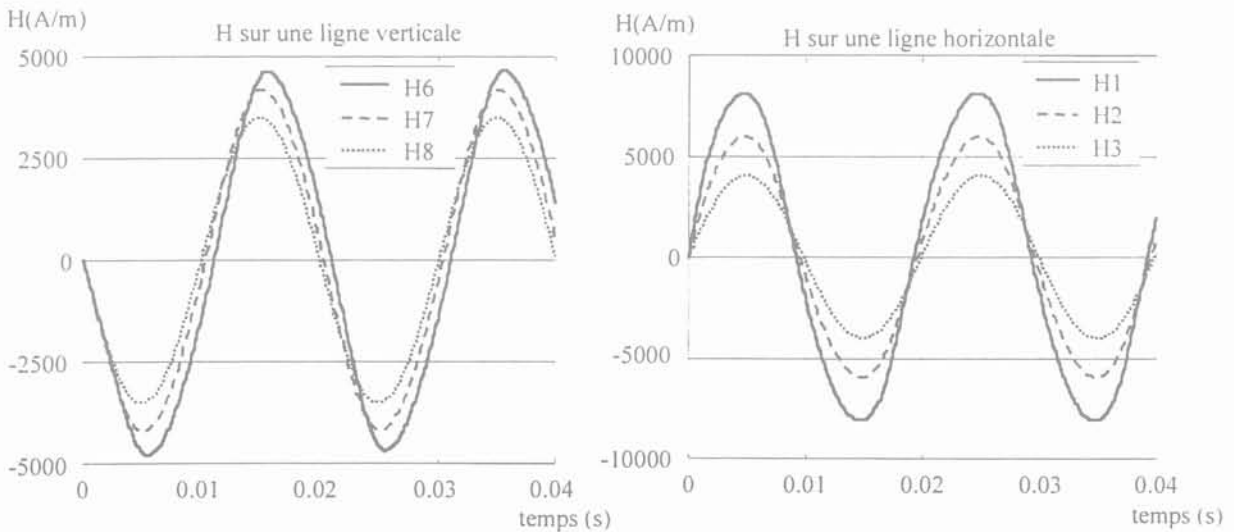


Figure II-43 : Répartition de H autour d'un conducteur de section rectangulaire

H1, H6 champ magnétique contre l'échantillon

H2, H7 champ magnétique à 1 mm de l'échantillon

H3, H8 champ magnétique à 3 mm de l'échantillon

Dans la direction horizontale (Figure II-42) le champ magnétique proche de l'échantillon (H1, Figure II-43) est en retard sur le courant ($\approx H3$ et H8) alors que sur la position verticale, il est en avance (H6, Figure II-43). De ce fait, si on plaque les fils de prise de potentiel sur le conducteur dans la position verticale, les pertes vont être sous-estimées alors que sur la position horizontale si on plaque les fils de prise de potentiel sur le conducteur les pertes vont être sur-estimées.

Des mesures de pertes réalisées sur un fil bismuth de section de $0,35 \times 3,5 \text{ mm}^2$ ont permis de vérifier ces simulations. Les caractéristiques du fil sont les suivantes :

- Courant critique (section totale argent + supraconducteur) = 30 A.
- $N=6$.
- Distance entre les prises de potentiel = 36 cm.

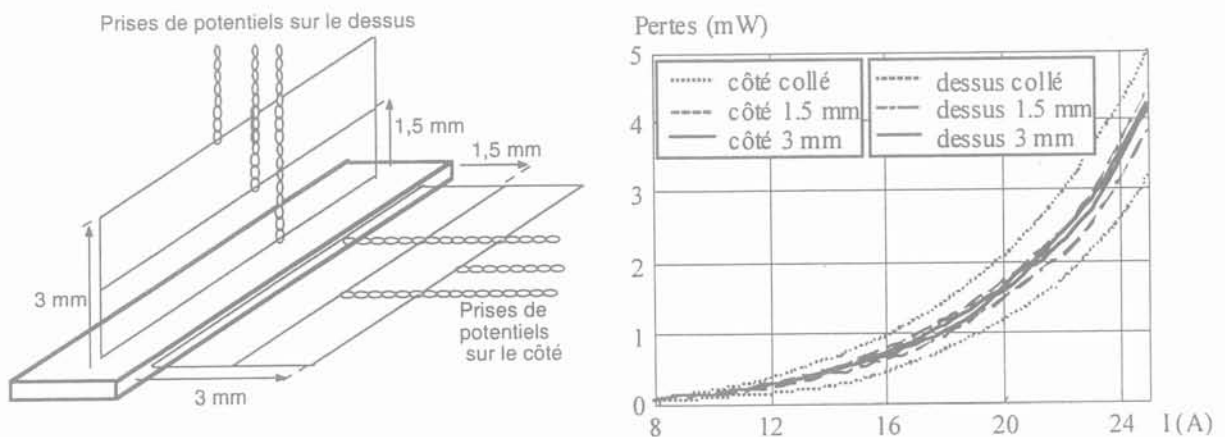


Figure II-44 : Mesures de pertes sur fils Bismuth PIT avec différentes boucles de mesures

Les mesures confirment les simulations réalisées. Lorsque la boucle de mesure est située à 3 mm de l'échantillon, l'emplacement des prises de potentiel n'influe plus. Par contre lorsque les fils de mesure sont collés au supraconducteur, on surestime ou sous-estime les pertes.

II.7.2.d Application aux rubans PIT non torsadés

C'est le type de conducteur qui sera utilisé au primaire du transformateur de READY. Les conducteurs ont une section de $0,35 \times 3,5 \text{ mm}^2$. Les mesures ayant été effectuées sur plusieurs fils différents, les caractéristiques (I_c , N) ainsi que les distances entre les prises de potentiel sont rappelées à chaque fois.

II.7.2.d.i Pertes en champ propre

(i) Comparaison mesures, simulation et formules de Norris

La Figure II-45 présente une comparaison entre les mesures, la simulation et les formules théoriques de Norris (Elliptiques et plaque fine) des pertes dans un fil Bismuth PIT à plat dont les caractéristiques sont les suivantes : $I_c = 39,5$; $N = 16,8$; distance entre les prises de potentiel : $l = 36 \text{ cm}$.

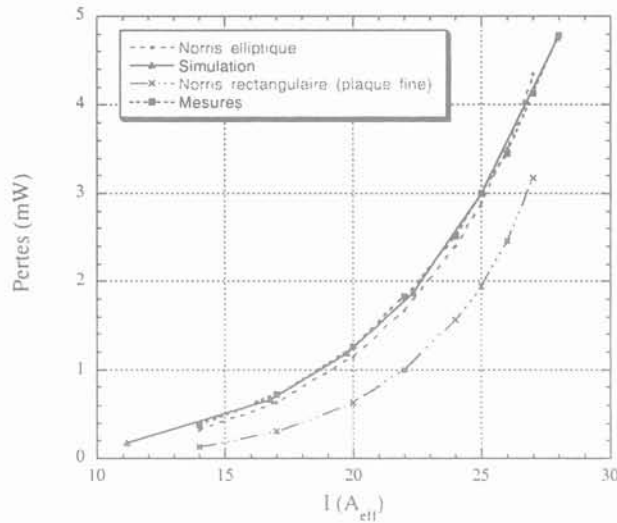


Figure II-45 : Comparaison (mesure, théorie Norris, simulation) des pertes d'un fil PIT Bismuth

Les courbes données par la mesure, la simulation et la formule de Norris elliptique (eq. II-5) se superposent très bien. Il faudrait néanmoins mener d'autres tests sur d'autres échantillons pour tirer des conclusions définitives sur la validité du modèle numérique qui semble assez bien fonctionner aux vues de ces résultats. En effet, compte tenu des incertitudes liées à la mesure et des hypothèses considérées pour la formulation du modèle numérique et des équations de Norris l'accord n'est pas certain.

Les résultats donnés par la formule de Norris rectangulaire sont assez éloignés des autres. Cela s'explique en partie par la répartition du courant considérée à l'intérieur du supraconducteur. La formule Norris rectangulaire est définie pour un conducteur rectangulaire très fin et considère une répartition du courant seulement sur les extrémités du conducteur (Figure II-6).

Le modèle de Norris elliptique est plus proche de la répartition réelle du courant et donne par conséquent des résultats bien meilleurs. Les résultats trouvés dans la littérature le confirment [20] [24] [25] : le modèle elliptique donne des résultats très proches des pertes mesurées.

(ii) Pertes en fonction de la fréquence

Des mesures de pertes à différentes fréquences ont été réalisées pour voir l'évolution des pertes par courants induits. Ces mesures ont été réalisées sur un fil PIT de courant critique 40 A ; $N = 11$ (Figure II-47) et la distance entre les prises de potentiel était de 34,5 cm.

Chaque mesure (Figure II-46) a été réalisée d'une part au wattmètre et d'autre part avec la détection synchrone. Les deux mesures sont en accord. Sur la Figure II-48, on remarque que les pertes sont à peu près proportionnelles à la fréquence comme attendu (eq. II-5). De plus, l'allure du signal de pertes à 2 kHz (Figure II-47) n'est toujours pas sinusoïdale. Par conséquent, les pertes par courants induits sont très faibles et ce sont les pertes par hystérésis qui prédominent. On peut remarquer aussi que ces courbes sont à la puissance 3,5 ce qui correspond aux pertes par hystérésis calculées dans la formule de Norris (eq. II-5, Figure II-4).

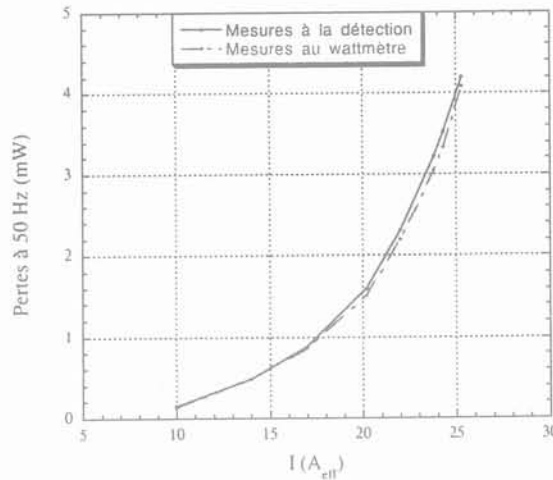


Figure II-46 : Comparaison des pertes mesurées sur un fil PIT à la détection et au wattmètre

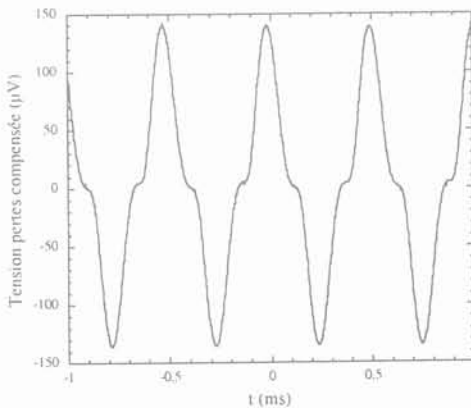


Figure II-47 : Allure du signal de perte à 2 kHz pour un conducteur PIT

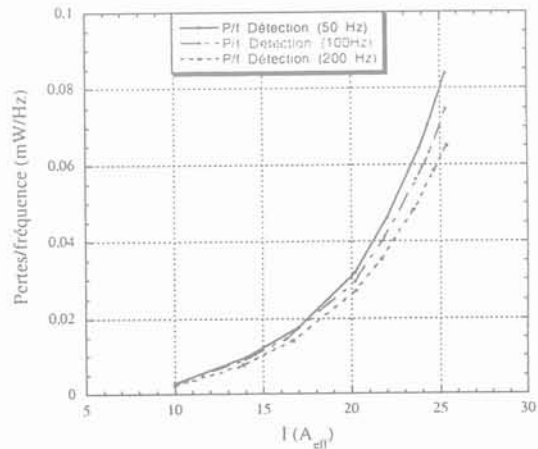


Figure II-48 : Pertes divisées par la fréquence pour un fil PIT Bismuth en fonction du courant.

II.7.2.d.ii Pertes d'une bobine

Des mesures ont été réalisées sur une bobine supraconductrice 2 couches en fils Bismuth PIT Bi₂₂₂₃ (Figure II-49). La section du conducteur est 0,254*2,54 mm². Nous tenons à remercier EDF-DRD et plus particulièrement M. Arnaud Ansart pour nous l'avoir prêtée.

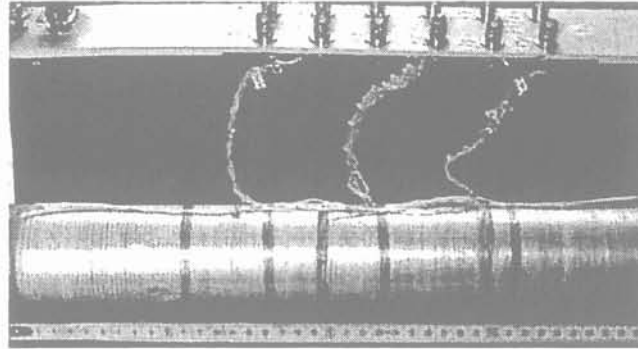


Figure II-49 : Bobine supraconductrice PIT bismuth

Par rapport aux mesures effectuées sur des fils rectilignes de quelques centimètres, les signaux de pertes seront ici plus importants (plus grande longueur de supraconducteur) mais ils seront aussi beaucoup plus inductifs. Le dispositif de mesure est le même que celui représenté Figure II-37, il s'agit juste d'adapter la mutuelle de compensation. Au niveau des prises de potentiel, il n'est plus nécessaire de faire une boucle à une certaine distance du conducteur puisque le champ à l'extérieur de la bobine est supposé nul. Les fils de prise de potentiels seront donc plaqués sur la bobine. Ces mesures ont permis de comparer les résultats donnés par le modèle numérique (flux 3D, simulation) le modèle analytique cylindrique et l'expérimentation. On dispose de prises de potentiels en plusieurs points de la bobine.

Les caractéristiques de la bobine sont les suivantes :

Type de conducteurs	Nbre de spires	Ø intérieur (mm)	J _c à E _c = 1μV/cm	N
Couche extérieure	172	60,05	40 A/mm ²	13,1
Couche intérieure	177	59,5	41,5 A/mm ² (1) 39,5 A/mm ² (2)	14,7 13,8

(1) Lorsque la couche externe n'est pas alimentée

(2) Lorsque la couche externe est alimentée

Tableau II-4 : Caractéristiques de la bobine

(i) Mesures réalisées sur la bobine intérieure

Seule la couche intérieure de la bobine est alimentée. Les mesures de pertes sont données pour une spire de la bobine. Pour avoir les pertes totales il faut multiplier par le nombre de spires totales (177). Sur la Figure II-50, sont représentées les pertes dans la bobine intérieure. Les pertes données par les modèles analytiques sont tracées jusqu'à I_c/√2 car au-delà les modèles ne s'appliquent plus (état critique).

Sur la Figure II-50 (1), la simulation, le modèle cylindrique et le modèle de Carr sont très proches de la courbe expérimentale jusqu'à I_c/√2. Au dessus de I_c/√2 la simulation commence à s'éloigner de la

courbe de pertes mesurées. Le modèle cylindrique et le modèle de Carr s'éloignent aussi de cette dernière juste avant $I_c/\sqrt{2}$.

Ceci peut s'expliquer de plusieurs façons :

Les modèles numériques et analytiques ne tiennent pas compte de la dépendance du courant critique en fonction du champ magnétique. Or, au courant critique l'induction magnétique à l'intérieur de la bobine est d'environ 6 mT ce qui correspond à une chute du courant critique de 1 à 2 A soit 4 à 7 % (voir chapitre III figure III-20). Cette baisse du courant critique peut au-delà du courant critique augmenter les pertes de plusieurs dizaines de %.

Les modèles numériques et analytiques ne tiennent pas non plus compte de la diminution du courant critique qui peut être due à un échauffement du conducteur. La puissance dissipée dans l'intégralité de la bobine, lorsqu'on dépasse le courant critique, commence à être importante (200-300 mW) et il est possible que la bobine chauffe. Or à 77 K, le courant critique se dégrade très vite avec la température, de l'ordre de 4 A par Kelvin.

Bien entendu plus le courant est important, plus le champ magnétique et l'échauffement sont forts entraînant des écarts, entre la théorie et la mesure, de plus en plus importants.

Sur la Figure II-50 (2) sont représentées, en plus de la mesure et de la simulation, les pertes résistives ainsi que les pertes résistives additionnées aux pertes données par le modèle de Carr. Pour pouvoir additionner les deux types de pertes (résistives et hystérésis), les pertes données par le modèle de Carr on été prolongées au dessus de $I_c/\sqrt{2}$. Les pertes résistives se calculent à partir de la caractéristique $E(J)$ de la bobine avec l'eq. II-3. Elles sont quasiment nulles jusqu'à $I_c/\sqrt{2}$ puis deviennent prépondérantes. La somme de ces pertes résistives avec les pertes AC donne une courbe très proche de celle obtenue par simulation. L'écart avec la courbe expérimentale s'explique pour les mêmes raisons que précédemment.

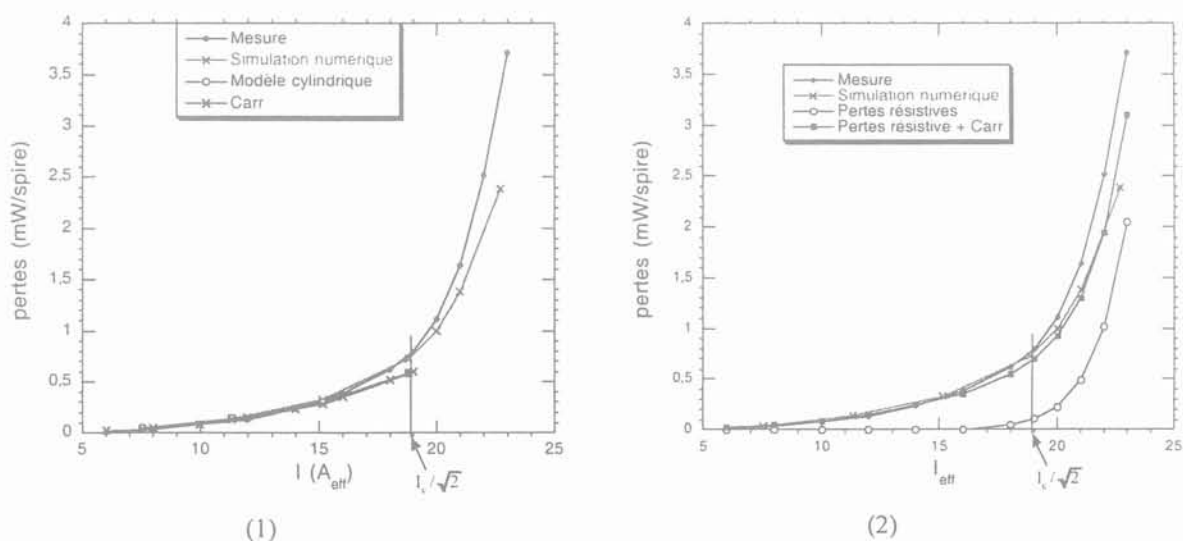


Figure II-50 : Pertes moyennes dans une spire de la bobine intérieure seule

(ii) Mesures réalisées sur les 2 couches alimentées en série

Les deux couches sont alimentées en série. Elles sont en série électrique mais aussi en série magnétique (leurs flux magnétiques s'ajoutent). Le flux magnétique dégrade les caractéristiques de la couche interne ($E(J)$), notamment le courant critique (voir Tableau II-4).

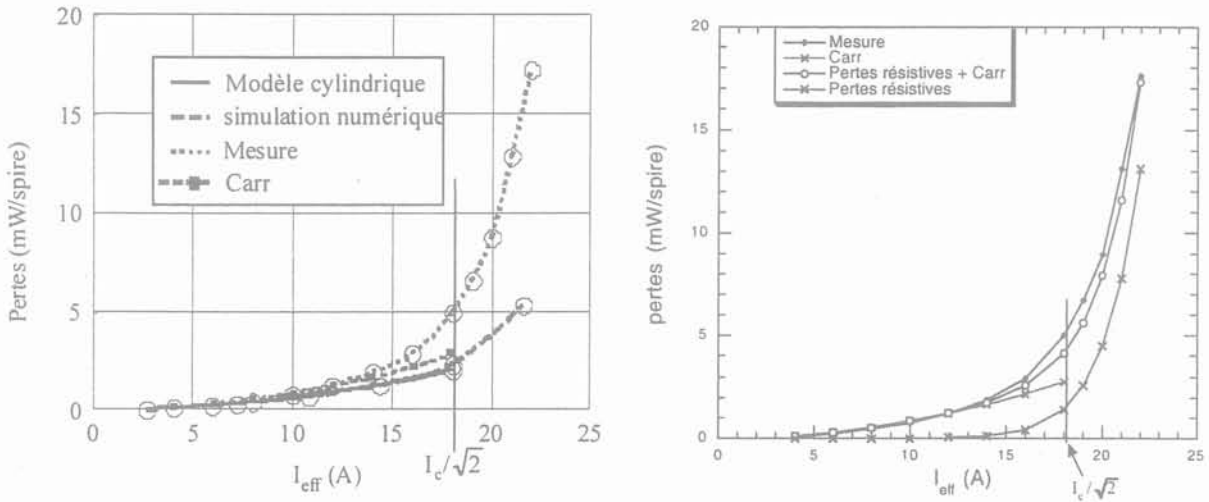


Figure II-51 : Somme des pertes moyennes dans une spire pour les bobines intérieure et extérieure, comparaison aux différents modèles

A nouveau, les pertes théoriques analytiques et numériques s'éloignent des pertes mesurées et même de façon plus marquée dès qu'on s'approche de I_c . Les raisons de cet écart sont à priori les mêmes que dans le cas monocouche mais sont plus prononcées. En effet, la couche intérieure subit un champ double (de l'ordre de 12 mT à I_c) qui a pour effet de dégrader encore plus le courant critique (I_c diminue de 12 A (45 %) en champ transverse et de 3 A (12 %) en champ longitudinal, voir chapitre III figure III-20). Les pertes totales sont fortement augmentées et la puissance à dissiper est de l'ordre de 1 Watt au courant critique, ce qui a pour effet de faire chauffer d'autant plus la bobine et de dégrader encore le courant critique.

Les pertes résistives ajoutées au pertes hystériques de Carr prolongés au dessus de $I_c/\sqrt{2}$ donne une courbe assez proches des pertes expérimentales. Par rapport à la bobine monocouche, les pertes résistives sont plus importantes avant $I_c/\sqrt{2}$, ce qui montre une détérioration des caractéristiques de la couche interne par le champ magnétique.

(iii) Effet du champ transverse

La couche intérieure est seule à être alimentée. La Figure II-52 montre une augmentation des pertes sur l'extrémité de la bobine. En effet, l'extrémité d'une bobine est soumise à un champ magnétique transverse (voir simulations chapitre III). Le courant critique du fil est très sensible à ce champ transverse (voir chapitre III figure III-20), il se dégrade entraînant une augmentation des pertes en dessous du champ de pénétration H_p . Ce phénomène est d'autant plus sensible que le courant (donc le champ)

transporté dans la bobine est important. Les modèles présentés ici reposent sur des géométries infinies et ils négligent donc le fait que les spires des extrémités sont soumises à un champ transverse et ont donc beaucoup plus de pertes que celles du centre. Pour des bobines multicouches, les couches intérieures sont soumises à des champs plus importants et ce phénomène est amplifié.

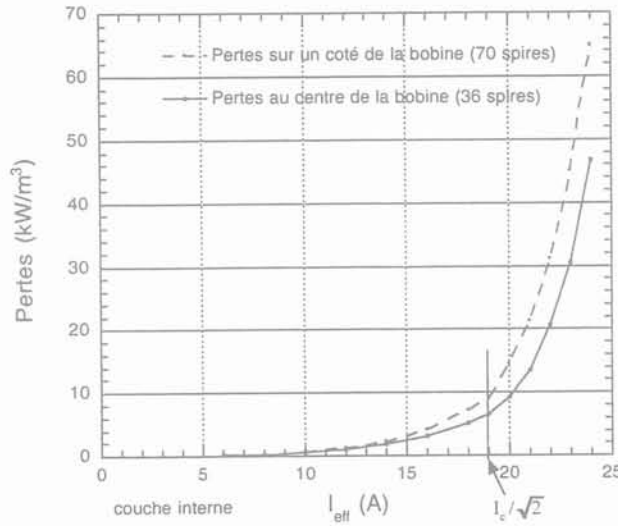


Figure II-52 : Pertes volumiques mesurées au centre et sur une extrémité de la bobine intérieure

II.7.2.e Application à un méandre YBaCuO

II.7.2.e.i Mesures expérimentales

Des mesures ont été réalisées sur des méandres YBaCuO (Figure II-53) fournis par le CRETA. L'YBaCuO présente l'avantage d'avoir des densités de courant critique beaucoup plus élevées et d'être moins sensible au champ magnétique que le bismuth et c'est ce matériau qui sera déposé sous forme de couche mince pour obtenir le fil développé dans READY.

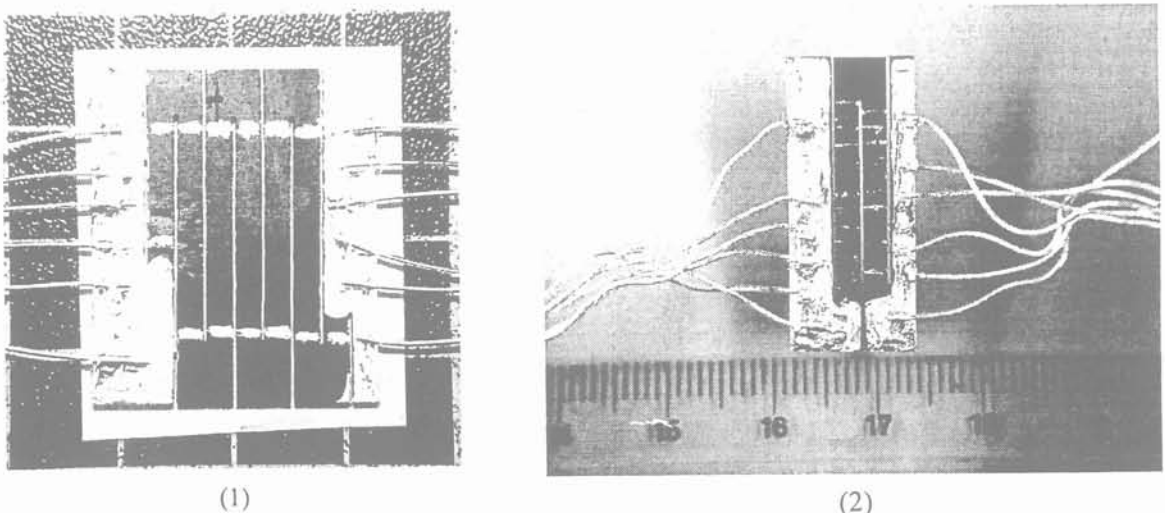


Figure II-53 : Méandre YBaCuO (1) et l'échantillon de mesure (2)

La longueur de l'échantillon sur lequel les pertes ont été mesurées étant faible, la distance entre les prises de potentiel n'est que de 3 cm. La section d'une piste est de $4,3 \text{ mm}^2$. Le courant critique de ces méandres ne peut pas être mesuré à 77 K car le courant est alors trop important et des risques de destruction existent. Ainsi, il est seulement mesuré proche de la température critique (Figure II-54). Les pertes seront donc elles aussi mesurées proches de T_c et compte tenu de la faible longueur de l'échantillon, le signal tension représentatif des pertes n'est que de quelques μV (Figure II-38 : "tension compensée"). La variation de température de l'azote liquide est obtenue en pressurant le cryostat. La température est maintenue constante par un asservissement de pression. Un détecteur de seuil permet d'ouvrir le circuit en cas de transition du matériau (protection du matériau).

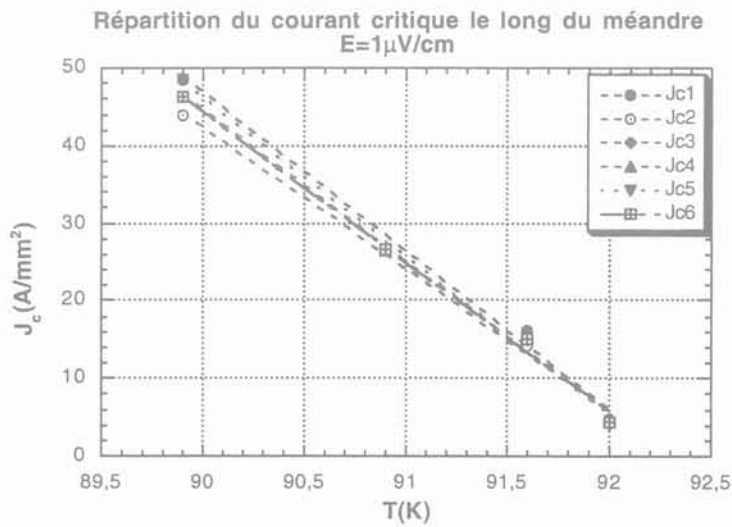


Figure II-54 : Décroissance du courant critique avec la température

La Figure II-55 représente les pertes mesurées à 90,5 K et 90,3 K. Ces pertes expérimentales sont "fitées" par la suite avec la formule de Norris elliptique et une loi de puissance.

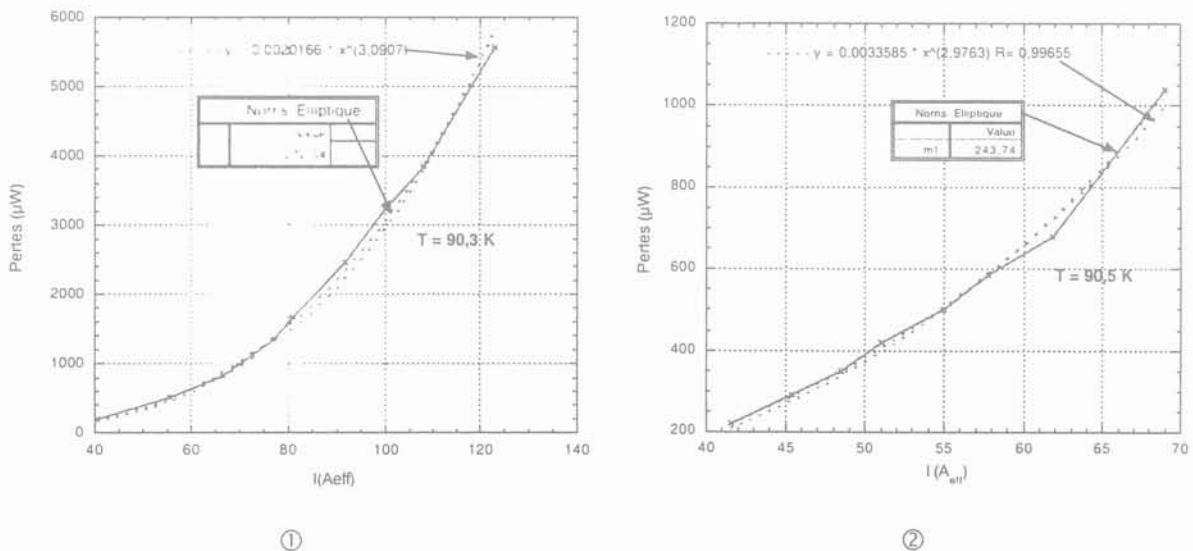


Figure II-55 : Pertes expérimentales sur le méandre à 90,3 (①) et 90,5 K (②)

On retrouve bien une loi en puissance 3, caractéristique des pertes par hystérésis (Figure II-4). Le "fit" par la formule de Norris elliptique permet de retrouver le courant critique, les valeurs obtenues à 90,5 K et 90,3 K sont respectivement 244 A et 272 A ce qui correspond à des densités de courant respectives de 56,7 A/mm² et 63,2 A/mm².

Ces densités de courant critiques sont plus importantes que celles mesurées expérimentalement (Figure II-54 ; facteur 1,7). L'écart s'explique par des répartitions de courants différentes de celles prises par Norris (Figure II-58) et par le fait que le modèle de Norris est basé sur le modèle de l'état critique ($N \infty$).

II.7.2.e.ii Modélisation

Les données physiques utilisées pour la modélisation sont celles mesurées expérimentalement :

Pour T = 90,5 K	$J_c = 35 \text{ A/mm}^2$	$I_c = 145,25 \text{ A}$	N = 10
Pour T = 90,3 K	$J_c = 39 \text{ A/mm}^2$	$I_c = 161,85 \text{ A}$	

La Figure II-56 donne la géométrie considérée.

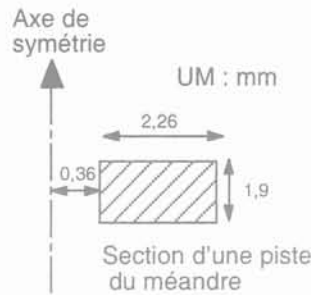
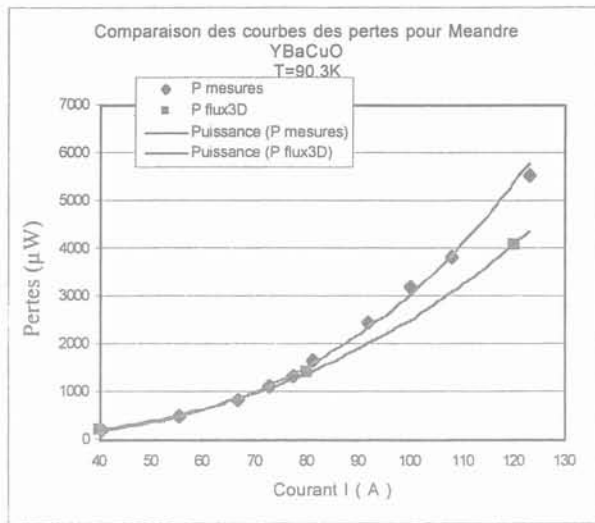


Figure II-56 : Géométrie modélisée (méandre deux pistes = échantillon de mesure).

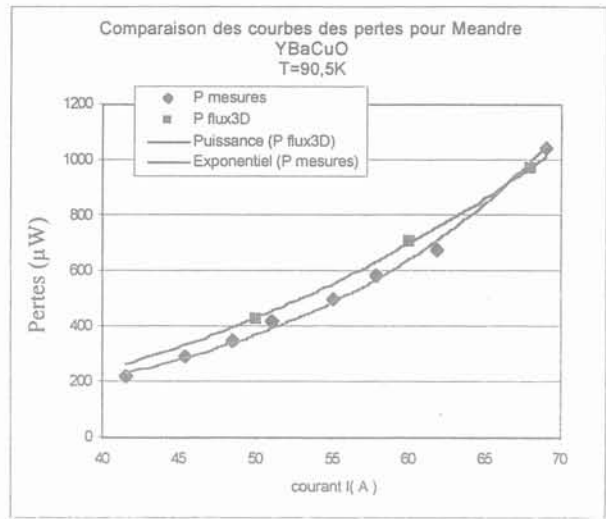
Résultats de la modélisation

$T = 90,5 \text{ K} ; J_c = 35 \text{ A/mm}^2$		$T = 90,3 \text{ K} ; J_c = 39 \text{ A/mm}^2$	
$I_{\text{source}} = 50 \text{ A}$	$P = 432 \mu\text{W}$	$I_{\text{source}} = 40 \text{ A}$	$P = 223 \mu\text{W}$
$I_{\text{source}} = 60 \text{ A}$	$P = 706 \mu\text{W}$	$I_{\text{source}} = 80 \text{ A}$	$P = 1400 \mu\text{W}$
$I_{\text{source}} = 68 \text{ A}$	$P = 972 \mu\text{W}$	$I_{\text{source}} = 120 \text{ A}$	$P = 4100 \mu\text{W}$

Les pertes modélisées sont assez proches des pertes mesurées (Figure II-57) en utilisant pour le modèle numérique les densités de courant critique mesurées. Cependant un écart subsiste dû aux hypothèses faites pour la réalisation du modèle.



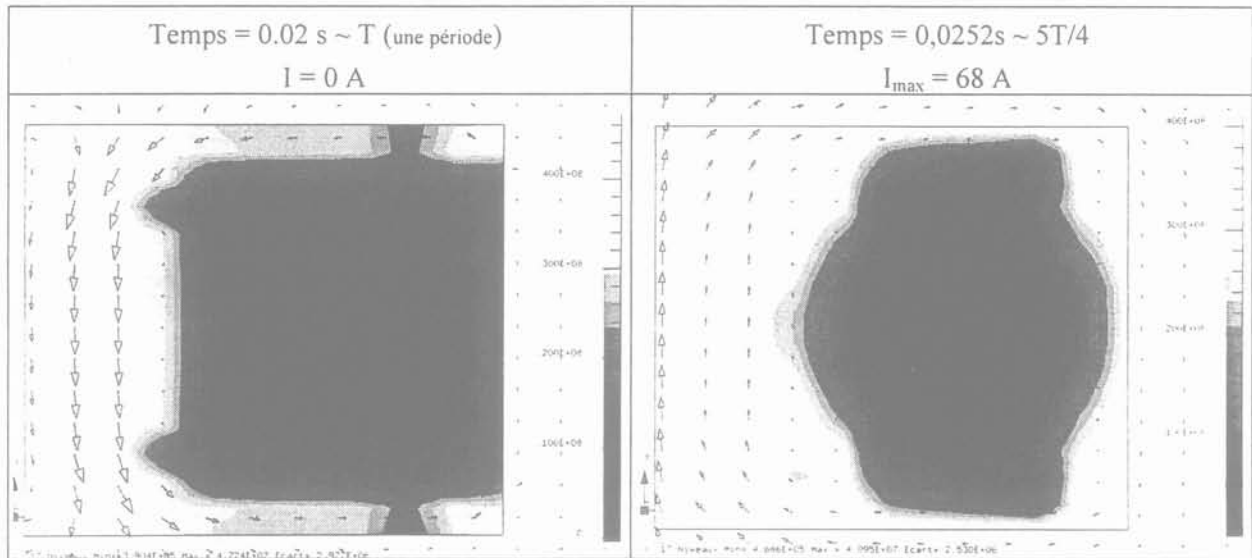
①



②

Figure II-57 : Pertes modélisées sur le méandre à 90,3 (①) et 90,5 K (②)

La Figure II-58 donne quelques images de dégradé de la densité de courant et les vecteurs de l'induction dans une section du méandre à différents instants pour un courant sinusoïdal maximum de 68 A et de fréquence 50 Hz.



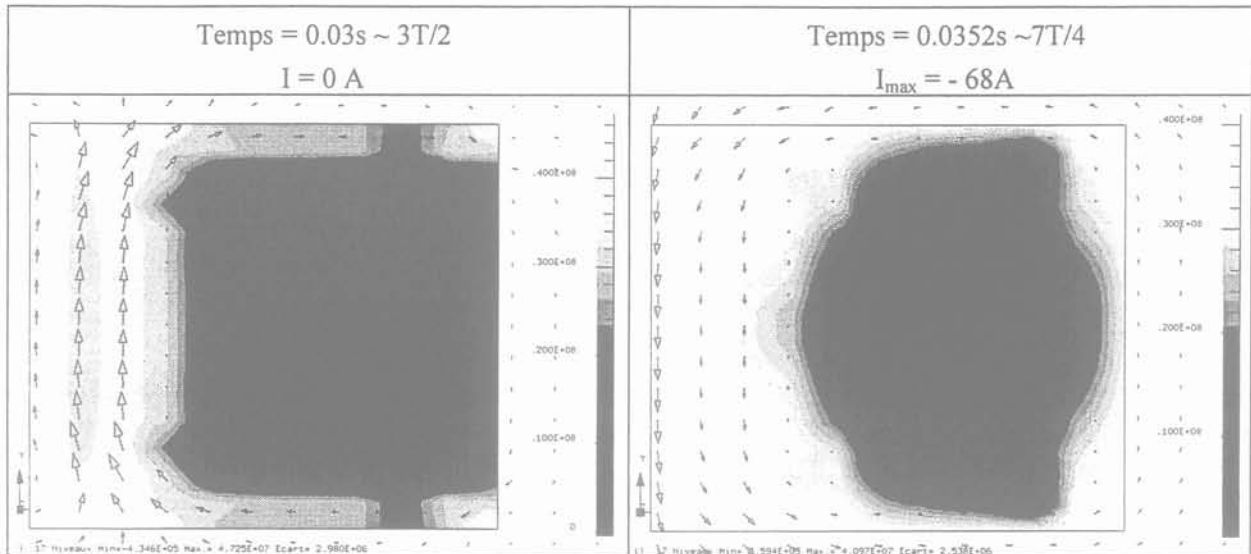


Figure II-58 : Dégradé de la densité de courant et orientation du champ propre dans une section du méandre à différents instants pour un courant sinusoïdal maximum de 68 A et de fréquence 50 Hz

Les répartitions du courant dans la section du supraconducteur montrent qu'elles sont différentes de celles considérées pour l'établissement des formules de Norris elliptique.

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu les différentes sources de pertes que nous pouvons rencontrer dans un supraconducteur ainsi que leurs prédominances en fonction de divers paramètres. La mesure électrique des pertes que nous avons employée est décrite et a permis la mesure de nombreux supraconducteurs différents. Une attention particulière doit être apportée à la réalisation du dispositif expérimental pour pouvoir mesurer des signaux de pertes de quelques microvolts noyés dans un signal fortement inductif (mesures sur les méandres). Différents modèles de pertes sont présentés et ont été confrontés aux mesures expérimentales. Pour un ruban PIT rectiligne les mesures sont en très bon accord avec le modèle numérique et la formule de Norris elliptique. Pour les mesures réalisées sur une bobine, les modèles analytiques (cylindrique, Carr) et le modèle numérique sont en bon accord jusqu'à l'approche du courant critique, ensuite les hypothèses tels que la non dépendance $J_c(B,T)$, font que l'écart entre la théorie et l'expérimentation grandit. Nous remarquons aussi clairement la prédominance des pertes résistives dès que le courant critique est dépassé. En ce qui concerne les dimensionnements des transformateurs (chapitre III et IV), ils ont été réalisés grâce aux pertes données par les formules de Carr, le modèle cylindrique ayant servi de comparaison pour les pertes par hystérésis en champ longitudinal. Comme on fonctionne bien en dessous de I_c les pertes résistives ne sont pas prises en compte, par contre les pertes en champ transverse qui touchent une faible partie des bobinages ont été prises en compte.

II.9 Bibliographie

- [1] V.Sokolovsky, V. Meerovich, S. Goren, G. Jung, "Analytical approach to AC loss calculation in high-Tc superconductors" *Physica C* vol 306 (1998) n°1, 2 p 154-162
- [2] W. Norris, "Calculation of hysteresis losses in hard super-conductors carrying ac : isolated conductors and edges of thin sheets", *Journal of Physics D (Applied Physics)*. vol.3, no.4; April 1970; p.489-507
- [3] M. N. Wilson, C.R. Walters, J.D. Lewin, P.F. Smith et al "Experimental and theoretical studies of multifilamentary superconducting composites" *Journal of Physics D (Applied Physics)*. vol.3, no.11; Nov. 1970; p.1517-85
- [4] R. L. Stoll "The analysis of eddy currents" *Monographs in electrical and electronic engineering*
- [5] M. P. Oomen, J. Rieger, M. Leghissa, B. Fischer et al "Decrease of magnetic AC loss in twisted-filament Bi-2223 tapes" *Physica C*. vol.310, no.1-4; Dec. 1998; p.137-41
- [6] T. Hardono, C.D. Cook, F. Darmann "Results of AC loss tests on twisted and untwisted HTSC tape exposed to an external field" *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*. vol.11, no.1, pt.2; March 2001; p.2437-40
- [7] M. P. Oomen, J. Rieger, M. Leghissa, J.J. Rabbers et al "The onset of full coupling in multifilament superconducting tapes exposed to an alternating external magnetic field" *Physica C*. vol.340, no.2-3; 1 Dec. 2000; p.87-92
- [8] A. M. Campbell "A general treatment of losses in multifilamentary superconductors" *Cryogenics*. vol.22, no.1; Jan. 1982; p.3-16.
- [9] B. Turck, F. Lefevre, M. Polak et L. Krempasky "Coupling losses in a rectangular multifilamentary superconducting composite" *Cryogenics*. vol.22, no.9; Sept. 1982; p.441-50
- [10] M. P. Oomen, J. Rieger, M. Leghissa, B. ten-Haken "Effective transverse resistivity in superconducting tapes with various filament shapes and structures" *Superconductor Science & Technology*. vol.13, no.7; July 2000; p.1101-6
- [11] Y.B. Huang, R. Flükiger, "Reducing AC losses of Bi(2223) multifilamentary tapes by oxide barriers" *Physica C*. vol.294, no.1-2; 1 Jan. 1998; p.71-82.
- [12] Y.B. Huang, M. Dhalle, F. Marti, G. Witz et al, "Oxide barriers and their effect on AC losses of Bi,Pb(2223) multifilamentary tapes" *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*. vol.9, no.2. pt.1; June 1999; p.1173-6
- [13] J.Paasi, M. Lahtinen, D. Aized, S. Fleshler et al "Ac losses in multifilamentary Bi-2223/Ag superconducting tapes" *IEEE Trans on magnetics* vol 32 n°4 july 1996 p2792-95
- [14] S Takacs "Ac losses in superconducting cables and their expected values in magnetic systems" *Superconductor Science & Technology*. vol.10, no.10; Oct. 1997; p.733-48
- [15] W.J. Carr "AC loss and macroscopic theory of superconductors" Gordon & Breach, New York, NY, USA; 1983; p 54-55.
- [16] W.J. Carr "AC loss from the combined action of transport current and applied field" *IEEE Transactions on Magnetism*. vol.MAG-15, no.1; Jan. 1979; p.240-3
- [17] E.Vinot "Modélisation des supraconducteurs HTc, applications au calcul des pertes ac" Thèse de l'INPG école EEATS spécialité Génie électrique avril 2000.

- [18] S.P. Ashworth, M. Suenaga "Local calorimetry to measure the ac losses in structures of HTS conductors" IEEE Transactions on Applied Superconductivity. vol.11, no.1, pt.2; March 2001; p.2200-3.
- [19] S. P. Ashworth, M. Maley, M. Suenaga, S.R. Foltyn et al "Alternating current losses in $YBa_2Cu_3O_{7-x}$ coated conductors on technical substrates" Journal of Applied Physics. vol.88, no.5; 1 Sept. 2000; p.2718-23.
- [20] K. Müller et K. Leslie "Self-field ac loss of Bi-2223 superconducting tapes" IEEE Transactions on Applied Superconductivity. vol.7, no.2, pt.1; June 1997; p.306-9.
- [21] C. Beduz, E. Cereda, B. Dutoit, C.M. Friend et al."A series of round-robin measurements of the self-field ac loss of Bi-2223 tapes" Superconductor-Science-&Technology. vol.11, no.7; July 1998; p.675-9.
- [22] M. polak, W. Zhang, J. Parrell, X.Y. Cai et al "Current transfer lengths and the origin of linear components in the voltage - current curves of Ag-sheated BSCCO components" Superconductor Science & Technology. vol.10, no.10; Oct. 1997; p.769-77.
- [23] Y.Yang, T. Hughes, C. Beduz, D.M. Spiller et al "The influence of geometry on self-field AC losses of Ag sheathed PbBi2223 tapes" Physica C. vol.256, no.3-4; 10 Jan. 1996; p.378-86.
- [24] J. Clem, T. Pe, J. McDonald, "Voltage-Probe-Position Dependence and Magnetic-Flux Contribution to the Measured Voltage in ac Transport Measurements : Which Measuring Circuit Determines the Real Losses ?" Proc. of Polish-US Conference on HTS, Springer Verlag Sept. 1995.
- [25] S. Shakil et S. Sali, C.M. Friend, T.P. Beales, "Study of Self-field AC losses in Mono and Multi-filamentary Bi-2223 tapes for Power Applications", IEEE Transactions on Applied Superconductivity. vol.7, no.2, pt.1; June 1997; p.335-8.

Chapitre III

Transformateur supraconducteur haute température critique 41 kVA, projet READY

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons voir comment nous avons procédé pour dimensionner le transformateur du projet Européen READY décrit au chapitre I, § I.3.2.b. Dans un premier temps, nous ferons un rappel du cahier des charges suivi des différents choix technologiques considérés. Nous verrons les tests effectués pour le choix d'un matériau magnétique approprié ainsi que les études électromagnétiques et thermiques aussi bien expérimentales que numériques réalisées pour le dimensionnement. Enfin quelques éléments seront consacrés au premier dessin de la structure ainsi qu'au système de réfrigération (tube pulsé) développé à l'Air Liquide.

III.1.1 Rappel du cahier des charges

Le projet européen "READY" comprend trois objectifs principaux :

- ◆ Le développement d'un ruban supraconducteur YBaCuO. Cette partie du projet ne fait pas l'objet de ce rapport mais les caractéristiques de ce conducteur sont essentielles pour le dimensionnement du transformateur c'est pourquoi nous rappelons les grandes lignes. Le fil sera composé d'une couche de $1\ \mu\text{m}$ d'YBaCuO déposé sur un substrat en nickel de $50\ \mu\text{m} \times 1\ \text{cm}$ texturé par laminage (technique "RABiTS"). Une ou plusieurs couches tampon "buffer layer" sont intercalées entre le nickel et l'YBaCuO afin de servir de couches d'adaptation chimiques et cristallographiques (Figure III-1).

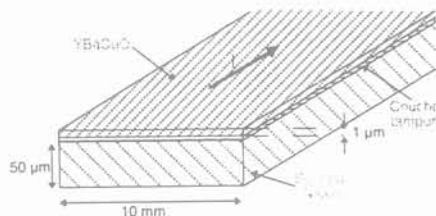


Figure III-1 : Ruban YBaCuO

Le courant critique espéré est de $200\ \text{A}$ ($J_c = 20000\ \text{MA/m}^2$) à $77\ \text{K}$ et $0\ \text{T}$.

- ◆ La partie sur laquelle porte ce mémoire qui concerne la réalisation d'un transformateur monophasé de 41 kVA (secondaire 410 V, 100 A) pour tester ce ruban supraconducteur. Compte tenu des faibles longueurs d'YBaCuO disponibles dans un premier temps, il n'était pas envisageable de réaliser le primaire du transformateur en YBaCuO d'où le choix d'une structure hybride. Le transformateur est donc entièrement supraconducteur avec au primaire un ruban bismuth PIT Bi₂₂₂₃ de courant critique ≈ 40 A (section $0,3 \times 3$ mm²) ($J_c = 44$ A/mm²). Le conducteur YBaCuO sera utilisé au secondaire du transformateur. Le ruban étant en cours de développement, le dimensionnement initial du transformateur est fait pour une longueur limitée à 60 m. Pour le primaire, un ruban PIT a été utilisé. Ce dernier présente aussi l'avantage comme nous le verrons par la suite d'être intéressant du point de vue du courant d'enclenchement.
- ◆ La dernière partie porte sur le système de réfrigération. En effet, un des objectifs du projet consiste à étudier le fil YBaCuO dans un appareillage électrotechnique sous différentes températures (40 à 77 K) et trouver un point de fonctionnement économique. C'est pourquoi ce démonstrateur de 41 kVA sera refroidi par un cryoréfrigérateur de type tube pulsé (puissance de 75 W à 65 K). Le développement du tube pulsé est pris en charge par la société Air Liquide. Notre contribution à cette partie du projet concerne l'interface froide entre le transformateur et le cryoréfrigérateur et le dimensionnement de la structure supportant le tout (le cryostat). La collaboration avec l'Air liquide a donc porté sur les caractéristiques du cryoréfrigérateur comme son encombrement, sa puissance ou encore les contraintes spécifiques liées à son utilisation.

III.1.2 Choix technologiques

III.1.2.a Le circuit magnétique

La réalisation d'un transformateur supraconducteur permet d'envisager deux solutions : soit plonger tout le transformateur dans le fluide réfrigérant, soit uniquement les bobinages (Figure III-2). L'utilisation de supraconducteurs à haute température critique permet d'envisager une solution à circuit magnétique "froid" (voir Figure III-2b). En effet, la possibilité de fonctionner aux alentours de 77 K (supraconducteur HTC) est moins pénalisante en termes de puissance frigorifique qu'aux alentours de 4 K (supraconducteur BTC). 1 Watt à 77 K équivaut à environ 20 Watt à 300 K alors qu'1 Watt à 4 K équivaut à environ 700 Watt à 300 K. Ce coefficient qui ramène à température ambiante les pertes dissipées à froid est appelé coefficient de performance. Il convient par la suite de comparer les pertes du circuit magnétique ramenées à l'ambiante par rapport à celles de l'ensemble des bobinages pour voir l'intérêt de ce choix technologique.

Avec un circuit magnétique froid, l'ensemble du transformateur (circuit magnétique et bobines) est donc plongé dans le fluide réfrigérant. Le cryostat n'est alors plus qu'une simple enceinte métallique dans laquelle est placé le transformateur. La solution à circuit magnétique "chaud" (voir Figure III-2a) oblige la construction de plusieurs cryostats toriques en matériaux composites (pertes par courants

induits si le cryostat est métallique) dont l'utilisation reste délicate en cryogénie à cause de problèmes de porosité en particulier.

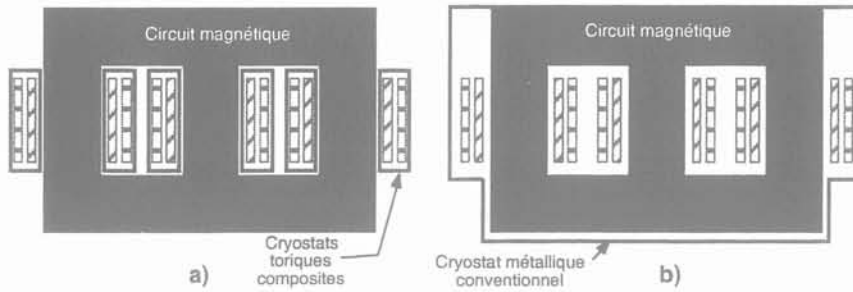


Figure III-2 : Transformateur triphasé à circuit magnétique chaud (a) et à circuit magnétique froid (b)

En contrepartie, pour la solution à circuit magnétique froid, les pertes fer doivent être les plus faibles possibles puisqu'elles doivent être multipliées par le coefficient de performance. Cette solution est envisageable seulement si les pertes fer sont inférieures aux pertes AC dans les bobinages. Il faudrait avoir le cycle de charge du transformateur pour comparer l'énergie dissipée dans le fer et dans les bobinages, l'énergie étant en effet un paramètre plus pertinent que les pertes.

	<i>Avantages</i>	<i>Inconvénients</i>
Circuit magnétique "chaud"	Tôles classiques. Puissance froide nécessaire plus faible.	Cryogénie complexe (cryostats en matériaux composites). Plusieurs interfaces réfrigérateur transformateur. Plusieurs cryostats.
Circuit magnétique "froid"	Cryogénie simple (cryostat unique métallique). Interfaçage avec le réfrigérateur plus simple.	Tôles très faibles pertes nécessaires. Puissance froide nécessaire plus forte. Mise en froid (masse du circuit magnétique).

Tableau III-1 : Comparaison circuit magnétique chaud et froid

III.1.2.b *Fluide réfrigérant : azote liquide ou hélium gazeux*

Deux solutions pour le fluide réfrigérant sont envisagées :

- d'une part l'azote liquide qui présente l'avantage de bien refroidir les bobinages mais qui ne permet pas de descendre en dessous de 65 K environ car il devient solide à 63 K,
- d'autre part l'hélium gazeux qui n'a pas de limite inférieure de fonctionnement (diminuer la température permet d'améliorer les caractéristiques des fils supraconducteurs) ; cependant plusieurs incertitudes demeurent quant à l'efficacité du refroidissement gazeux avec notamment des problèmes de "hot spots" qui peuvent apparaître sur les fils supraconducteurs (si le fil présente

une inhomogénéité de courant critique, il peut chauffer un peu plus à cette endroit et comme le refroidissement par le gaz est moins bon on risque un emballement thermique).

III.1.2.c Structure et caractéristiques générales du transformateur

Le transformateur du projet, étant de petite puissance et entièrement froid, pourra être refroidi par un seul tube pulsé fixé sur le sommet du circuit magnétique (Figure III-3). La liaison entre la source froide (tube pulsé) et le circuit magnétique est très simple. Elle est réalisée simplement à l'aide d'une plaque en cuivre qui répartit le froid sur l'ensemble de la face supérieure du circuit magnétique.

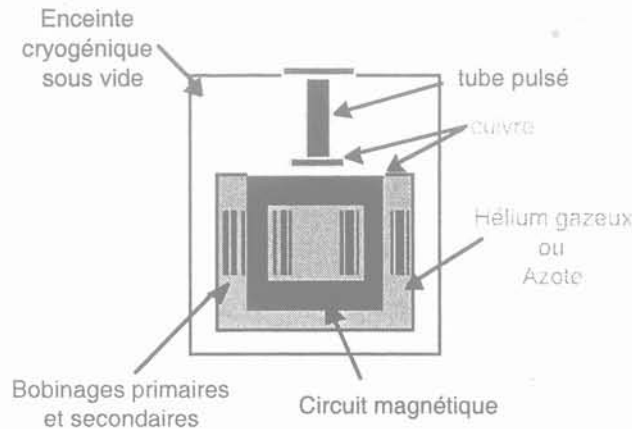


Figure III-3 : Schéma de principe du transformateur

Remarque : sur la Figure III-3, on remarque que le bobinage primaire se trouve intercalé entre deux bobinages secondaires. Cette organisation des bobinages permet de réduire l'induction générale sur les conducteurs (Figure III-28).

Le Tableau III-2 récapitule les caractéristiques générales du transformateur de READY.

Transformateur READY		monophasé
Puissance		41 kVA
Primaire	Matériau	Ruban PIT BICC Bi ₂₂₂₃
	Longueur disponible	Kilométrique
	Tension / courant	2050 V/ 20 A _{eff}
Secondaire	Matériau	Couche mince d'YBaCuO déposée sur Ni
	Longueur disponible	60 m
	Tension / courant	410 V/ 100 A _{eff}
Circuit magnétique		froid
Réfrigérateur		Tube pulsé

Tableau III-2 : Caractéristiques du transformateur de READY

III.2 Matériaux magnétiques

De nombreux matériaux magnétiques [1] [2] [3] ont été testés afin de trouver celui répondant le mieux à notre application. Peu d'études ont été réalisées sur les pertes fer à basse température [4]. Ces études sont nécessaires du fait que les pertes peuvent augmenter à froid en raison de la diminution de la résistivité du matériau et de l'apparition de contraintes thermomécaniques.

III.2.1 Mesures des pertes fer

Les pertes fer sont mesurées soit sur des matériaux se présentant sous forme de tore soit grâce à un cadre Epstein. Le schéma du montage est le suivant (Figure III-4) :

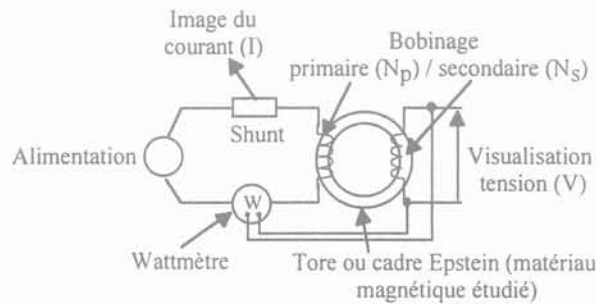


Figure III-4 : Montage de mesure des pertes fer

Un premier bobinage primaire alimenté par une source de courant permet d'imposer un champ d'excitation (H) sinusoïdal (eq. III-1) et un bobinage secondaire permet d'obtenir l'image de l'induction (B) dans le fer en relevant la tension à ces bornes (eq. III-2).

$$\text{eq. III-1} \quad H = \frac{N_p I}{l_m} \quad (\text{en A/m})$$

avec N_p = nombre de spires au primaire et l_m = longueur moyenne du circuit magnétique.

$$\text{eq. III-2} \quad B = \frac{1}{N_s S} \int V dt \quad (\text{en T})$$

avec N_s = nombre de spires au secondaire et S = section du circuit magnétique.

Les pertes sont obtenues par :

$$\text{eq. III-3} \quad P = \frac{f \int VI dt}{\frac{N_s}{N_p} * m} \quad (\text{en W/kg})$$

où m et la masse du matériau magnétique.

La mesure est réalisée d'une part au wattmètre et d'autre part par un traitement numérique des courbes $i(t)$ (courant d'excitation du bobinage primaire) et $v(t)$ (tension aux bornes du bobinage

secondaire) relevées à l'oscilloscope numérique. Les mesures réalisées de cette manière au CRTBT ont été comparées aux mêmes mesures réalisées sur un banc automatique de mesure des pertes fer situé au LEG. Les résultats obtenus sont très proches (moins de 10 % d'écart).

III.2.2 Les matériaux amorphes

Ce sont des alliages métalliques à structure amorphe, appelés aussi verre métallique [5]. Dans ces matériaux, il n'existe pas d'ordre atomique à grande distance. Ils sont obtenus par solidification rapide d'un gaz ou d'un liquide. La vitesse de trempe doit être suffisamment élevée pour qu'il ne puisse pas y avoir de réorganisation structurale durant la solidification. On évite ainsi la germination et la croissance des grains constituant les cristaux des alliages usuels.

Ils sont très sensibles aux contraintes mécaniques et les pertes données dans la littérature peuvent varier d'un facteur deux [6] [7]. Cela s'explique en particulier par la difficulté de leur mise en œuvre. Le premier problème rencontré pour la réalisation d'un transformateur avec ce type de matériau vient de la faible épaisseur des rubans amorphes (20 à 30 μm) par rapport aux tôles Fe-Si classiques (35/100) et de leur rugosité supérieure. Tout cela conduit à un coefficient de remplissage de l'ordre de 0,8 contre 0,96 pour les tôles classiques. Un procédé appelé Powercore qui consistait à compacter 5 à 10 rubans ensemble dans le but d'obtenir des tôles dont l'épaisseur était comprise entre 0,12 et 0,25 mm, donc proche des tôles classiques, a été développé. Il a été abandonné pour des raisons économiques. Un deuxième problème vient de la difficulté à découper les amorphes et de leur fragilité mécanique. Ceci impose pratiquement des noyaux de transformateurs enroulés qui sont recuits sous leur forme finale. Ils doivent être installés en minimisant les contraintes mécaniques défavorables aux propriétés magnétiques.

L'utilisation de matériaux amorphes (très faibles pertes) est intéressante pour des transformateurs qui fonctionnent souvent à vide (pertes fer principalement car courant nul). C'est le cas des utilisations domestiques avec des transformateurs de taille modeste (10 à 100 kVA). Le plus grand nombre de transformateurs à base de matériaux amorphes se trouve Etat Unis. Ils représentent cependant seulement quelques pour-cent de la production totale. En France les transformateurs de petite puissance sont moins nombreux qu'aux Etat Unis et le développement des transformateurs de distribution à base de rubans amorphes a été arrêté.

Il existe différentes sortes de matériaux amorphes suivant les applications. Les essais ont été menés sur trois types de matériaux amorphes qui paraissaient convenir les mieux étant donné les caractéristiques constructeur.

III.2.2.a Matériaux amorphes Microlite

Ces matériaux se présentant sous la forme de tore (Référence : MP4510PDGC (AlliedSignal, Isolectra-Martin)) se sont avérés totalement inadaptés à notre application. Leurs pertes sont de plusieurs Watts par kilogramme à 1 Tesla (8 W/Kg à 1T). Le champ d'excitation nécessaire est très élevé.

III.2.2.b Matériaux amorphes Magnaperm

Ces matériaux ont été testés sous la forme de tore (Référence : MP3210P-4AF (AlliedSignal, Isolectra-Martin)). Ils ont un niveau de pertes faible même dans l'azote liquide, mais présentent une induction à saturation autour de 0,5 Tesla. Le niveau des pertes à froid, tout en restant bas, augmente d'un facteur 5 par rapport à celui des pertes à température ambiante (Figure III-5).

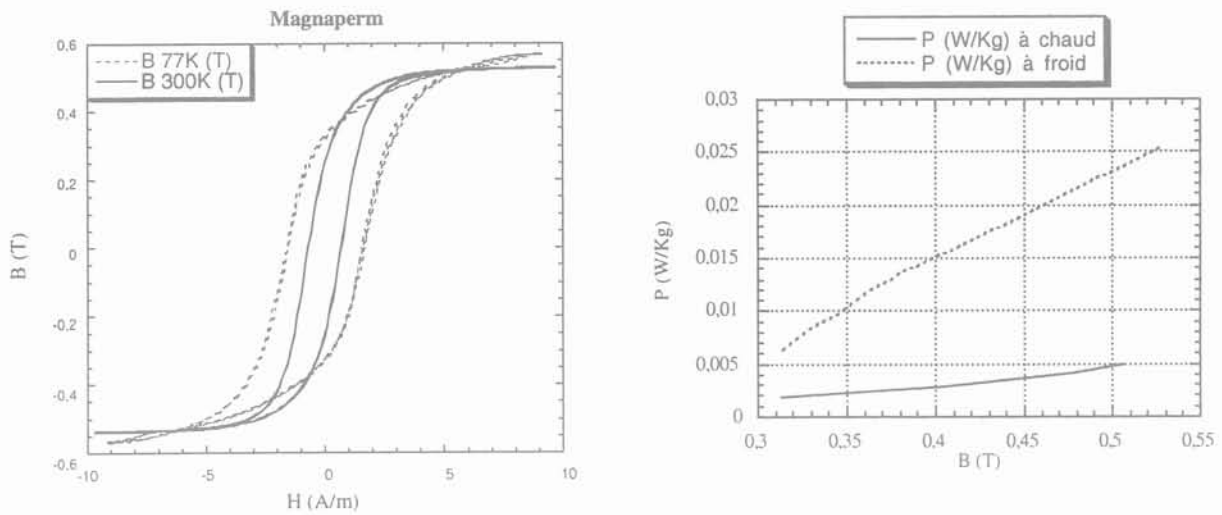


Figure III-5 : Courbes B de H et Pertes en fonction de l'induction (amorphes magnaperm)

III.2.2.c Matériaux amorphes Powerlite

Ces matériaux se présentent sous la forme de C-cores (Figure III-6). Leurs références sont AMCC-20 et AMCC-32 (AlliedSignal, Isolectra-Martin).

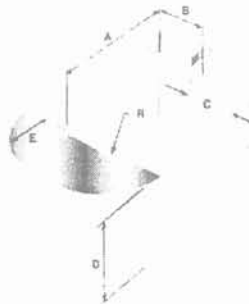


Figure III-6 matériau amorphe powerlite sous forme de C-core.

La Figure III-7 montre les pertes en W/Kg en fonction de l'induction pour le C-core de référence AMCC-20.

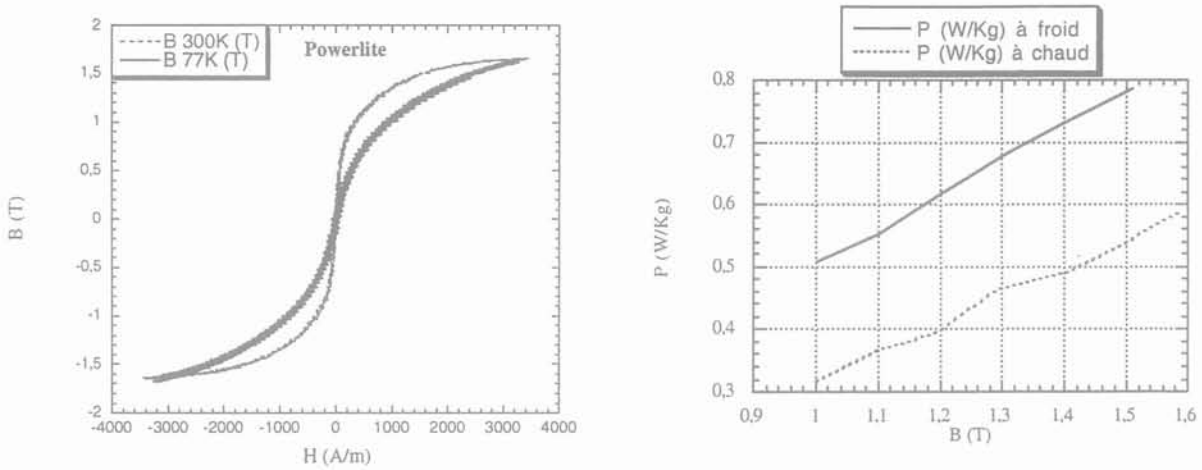


Figure III-7 : Courbes B de H et Pertes en fonction de l'induction (amorphes powerlite AMCC-20)

Les pertes augmentent d'un facteur 1,5 à froid et atteignent pratiquement 0,8 W/kg à 1,5 T. Sur les courbes B(H), on ne distingue pas l'aire du cycle du fait du champ d'excitation élevé à fournir. Cette augmentation importante des pertes à 77 K vient sans doute de l'extrême sensibilité de ces matériaux aux contraintes mécaniques induites par les dilatations différentielles lors de la mise en froid. De plus les valeurs données dans la littérature à 300 K (0,3 W/kg à 1,5 T) sont plutôt inférieures à celles mesurées ici. Les matériaux amorphes n'ont pas donné les résultats escomptés et restent difficiles à se procurer.

III.2.3 Les matériaux ferromagnétiques Nanocristallins

Ce sont des matériaux récents obtenus par mécanosynthèse (broyage contrôlé) ou par recuit adapté de certains rubans amorphes. Ce sont des milieux cristallins présentant des grains dont les dimensions se situent dans la gamme de quelques nm à 100 nm environ. Parmi ces matériaux, on trouve des céramiques, des semi-conducteurs et des matériaux magnétiques qui nous intéressent plus particulièrement.

Les nanocristallins ont des niveaux de pertes faibles (0,048 W/kg à 1,05 T et 77 K) mais une induction de travail très basse et ils restent assez coûteux (800 à 2000 F/kg).

On remarque que les pertes n'augmentent pas trop à froid (Figure III-8). Ces matériaux testés sous la forme de tore sont très fragiles (feuille de seulement 20 µm d'épaisseur) et sont livrés emballés à l'intérieur d'une gaine en plastique car ils sont très sensibles aux contraintes extérieures. Comme pour les matériaux amorphes, ces contraintes peuvent augmenter très rapidement les pertes du matériau.

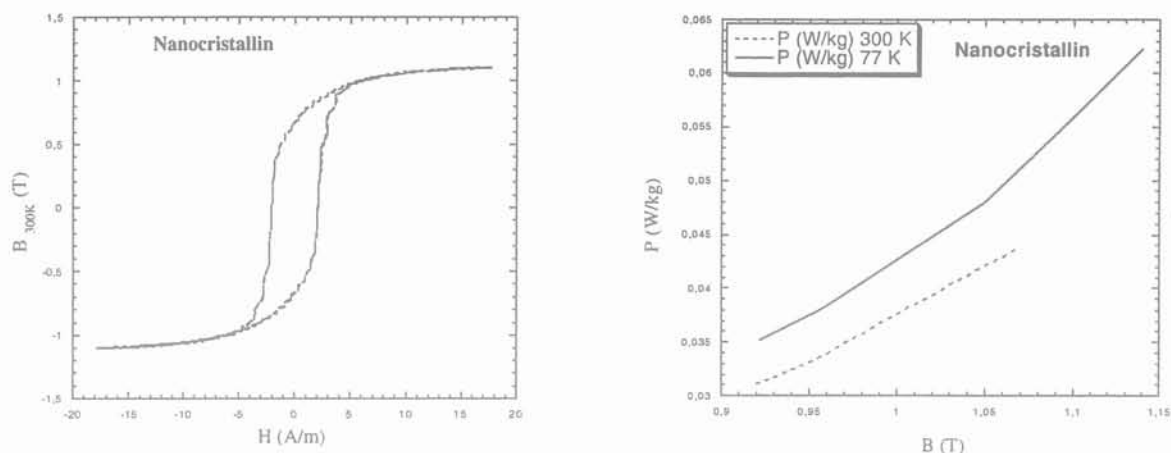


Figure III-8 : Courbes B de H et Pertes en fonction de l'induction (nanocristallin)

Les mêmes problèmes que pour les amorphes seront rencontrés pour la réalisation d'un transformateur avec en plus l'obligation de travailler à basse induction (1 T).

III.2.4 Le Fe-Ni

Les alliages de Fe-Ni ont des propriétés magnétiques intéressantes mais du fait de leur prix, ils ne concurrencent pas le fer silicium dans les dispositifs électrotechniques classiques. Selon la proportion de nickel utilisé, on peut faire varier très facilement la résistivité ou encore jouer sur le coefficient de dilatation du matériau. L'INVAR et un alliage à 45 % de nickel qui a un coefficient de dilatation pratiquement nul.

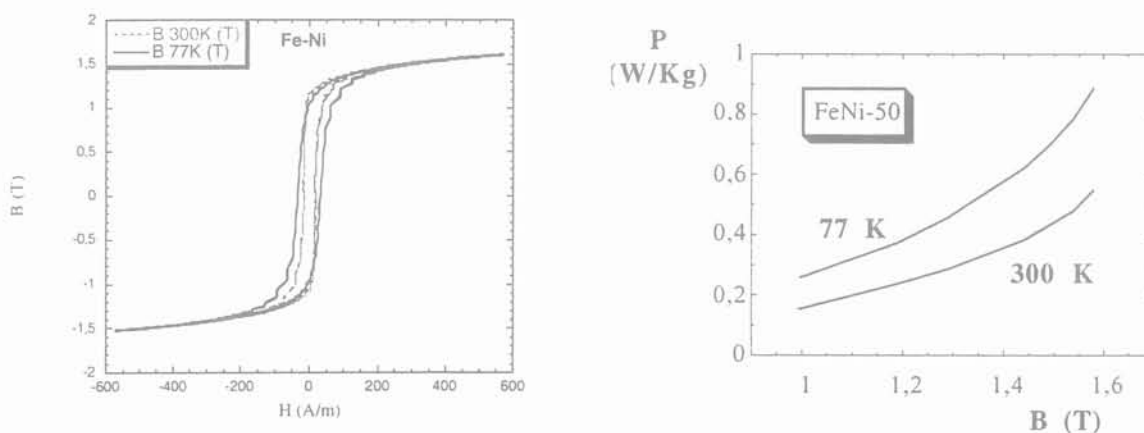


Figure III-9 : Courbes B de H et Pertes fer dans une tôle Fe-Ni50 d'épaisseur 50 μm

Le Fe-Ni50 présente de très faibles pertes à 300 K. Néanmoins, celles-ci augmentent d'un facteur 2 environ à froid (Figure III-9). Cette augmentation des pertes s'explique en partie par une diminution de la résistivité à basse température (19,3 $\mu\Omega\cdot\text{m}$ à 77 K ; 39,2 $\mu\Omega\cdot\text{m}$ à 300 K (Figure III-10)).

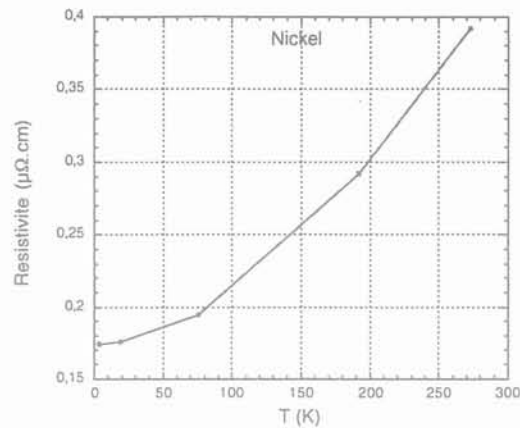


Figure III-10 : Résistivité du nickel en fonction de la température [8]

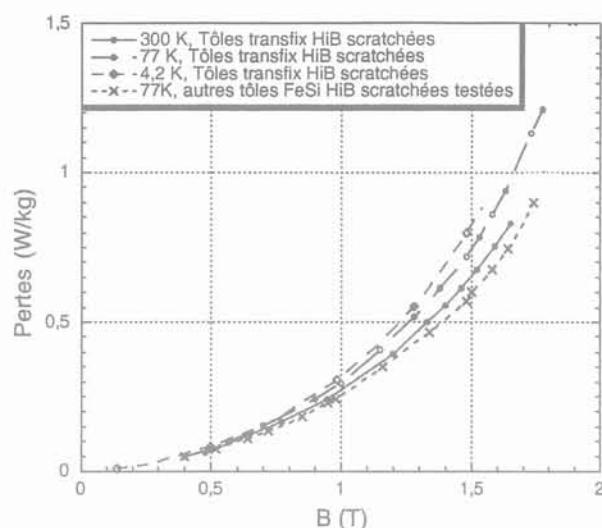
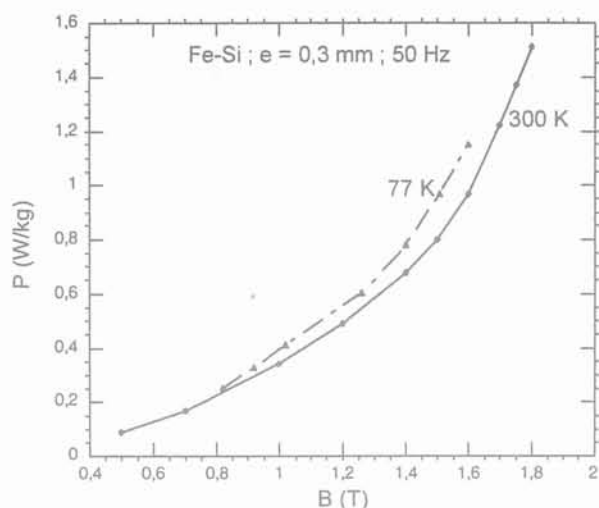
III.2.5 Le Fe-Si

Le fer silicium est le matériau le plus employé pour la fabrication des transformateurs et plus particulièrement les tôles en Fe-Si à grain orientés (GO). Elles ont été découvertes dans les années 1930 et ont été produites industriellement en Europe à partir des années 1950. Elles ont des propriétés magnétiques très intéressantes quand le flux est parallèle à la direction de laminage qui est aussi la direction de facile aimantation. Actuellement, les pertes pour ces tôles sont de l'ordre de 0,8 W/kg à 1,5 T. Les tests réalisés sur des tôles GO d'épaisseur 0,3 mm sont représentés Figure III-11. On remarque que les pertes n'évoluent que très peu quand on descend en température. Les niveaux de pertes atteints restent quand même trop élevés pour notre application.

Dans les années 1980 est apparue la tôle Fe-Si à grains hautement orientés (HiB). Elle se distingue de la tôle GO par une meilleure orientation des grains (3 à 4° pour une tôle HiB contre 7 - 8° pour une tôle GO classique), une perméabilité élevée et des pertes réduites (0,72 W/kg à 1,5 T).

L'application d'une contrainte élastique de traction selon la direction de facile aimantation dans le plan de la tôle réduit les pertes. L'application de cette contrainte par un processus industriel se fait par formation à chaud d'un revêtement isolant, à base de phosphate et de silice, dont le coefficient de dilatation et le module de Young sont plus petits que ceux de la tôle. Afin d'améliorer encore les performances des tôles Fe-Si HiB, un traitement laser de surface (scratch) perpendiculaire à la direction de laminage permet de réduire la largeur des domaines à 180° et ainsi de diminuer encore les pertes.

Notre choix s'est porté sur ces tôles Fe-Si scratchées HiB d'épaisseur 0,23 mm [2]. La Figure III-12 montre les pertes de ce type de tôles en fonction de l'induction à différentes températures. On voit les résultats obtenus sur les tôles en provenance de Transfix (fournisseur de circuits magnétiques en tôles HiB FeSi trouvé pour le transformateur de READY) qui seront utilisés pour la fabrication du circuit magnétique. A 77 K les tôles en provenance Transfix donnent environ 0,73 W/kg de pertes à 1,46 T.



Comme on désire descendre à plus basse température (vers 50 K), des tests ont aussi été menés dans l'hélium liquide (Figure III-13). Les pertes augmentent légèrement (de 0,07 W/kg) puisqu'on passe à 0,8 W/kg à 1,46 T et 4.2 K. Vers 50 K, les pertes ne doivent donc évoluer que très légèrement. Par ailleurs, d'autres tôles Fe-Si scratchées HiB testées donnent de meilleurs résultats (voir Figure III-12) (0,56 W/kg à 77 K et 1,46 T). La littérature [9] indique aussi des résultats prometteurs (0,52 W/kg à 300 K et 1,7 T) soit une réduction de près de 45 % par rapport à nos résultats actuels.

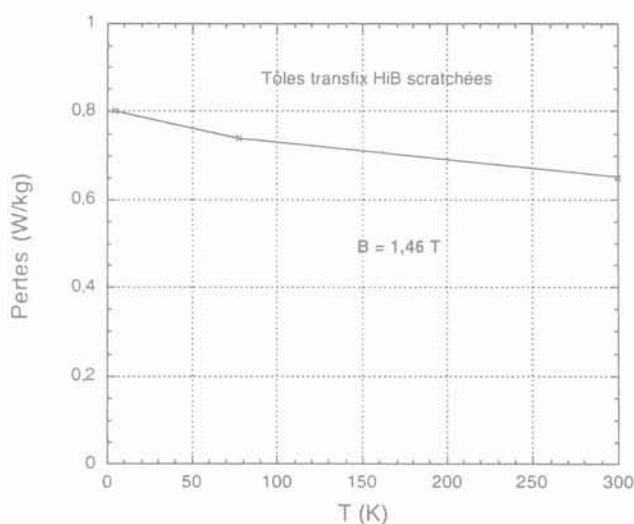


Figure III-13 : Pertes en fonction de la température pour les tôles HiB scratchées de Transfix

III.2.6 Récapitulatif et conclusions

De tous les matériaux magnétiques testés, le FeSi HiB scratché d'épaisseur 0,23 mm s'est avéré être le matériau magnétique le mieux adapté actuellement. De plus des résultats trouvés dans la littérature laissent entrevoir encore une amélioration du matériau qui viendrait, en termes de pertes, concurrencer directement les amorphes, la sensibilité aux contraintes en moins et la bonne tenue des propriétés à froid en plus. Les amorphes, très prometteurs sur le papier, sont difficiles à se procurer et sont très sensibles aux contraintes. Les nanocristallins ont des niveaux de pertes très faibles, mais leur induction à saturation est trop basse et ils sont très coûteux. Le FeNi, intéressant à 300 K, voit ses pertes augmenter d'un facteur 2 à 77 K.

La Figure III-14 donne une comparaison des pertes des matériaux magnétiques à 300 K en fonction de l'induction. La Figure III-15 donne la même comparaison à 77 K. Le fer nickel se situe légèrement au-dessous du niveau de perte du FeSi scratché à 300 K, cependant à 77 K les pertes du Fe-Ni augmentent de façon importante (facteur 2) et deviennent plus élevées que celles du Fe-Si scratché. Le choix du fer-silicium pour la réalisation du circuit magnétique est renforcé par le fait que les pertes de ce matériau n'évoluent que très faiblement à froid. Ainsi, lorsque la température de fonctionnement du transformateur variera (77 K \rightarrow 50 K), les pertes fer n'évolueront pratiquement pas alors que l'utilisation du fer nickel impliquerait une évolution plus marquée (évolution de la résistivité de 77 à 50 K (Figure III-10)).

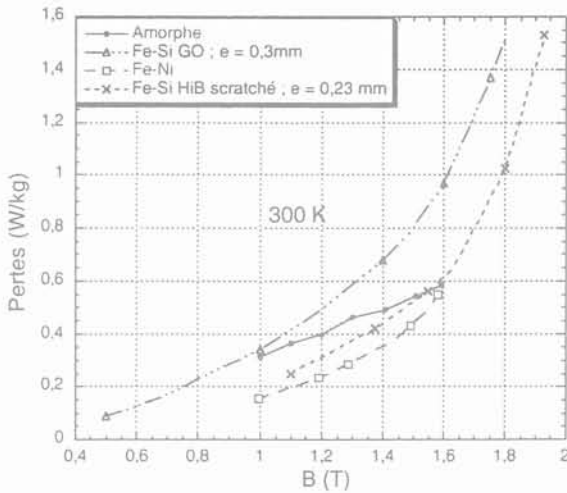


Figure III-14 : Comparaison à 300 K des pertes en fonction de l'induction pour le FeNi, le FeSi scratché HiB 0,23 mm (Tôles Transfix), le FeSi GO 0,3 mm et l'amorphe powerlite

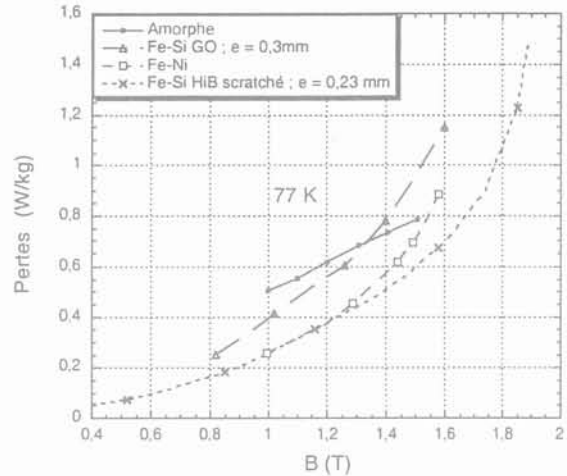


Figure III-15 : Comparaison à 77 K des pertes en fonction de l'induction pour le FeNi, le FeSi scratché HiB 0,23 mm (circuit magnétique test), le FeSi GO 0,3 mm et l'amorphe powerlite

III.2.7 Les pertes fer dans le substrat Nickel du conducteur secondaire

Des mesures de pertes fer ont été réalisées sur le substrat en nickel du conducteur placé au secondaire du transformateur. En effet, le nickel est un matériau magnétique et est donc le siège de pertes fer lorsqu'il est soumis à un champ magnétique. Des mesures ont été faites sur un ruban de Nickel de section $50 \mu\text{m} * 10 \text{mm}$ enroulé sous forme de tore. La Figure III-16 montre les résultats obtenus à 77 K et 300 K.

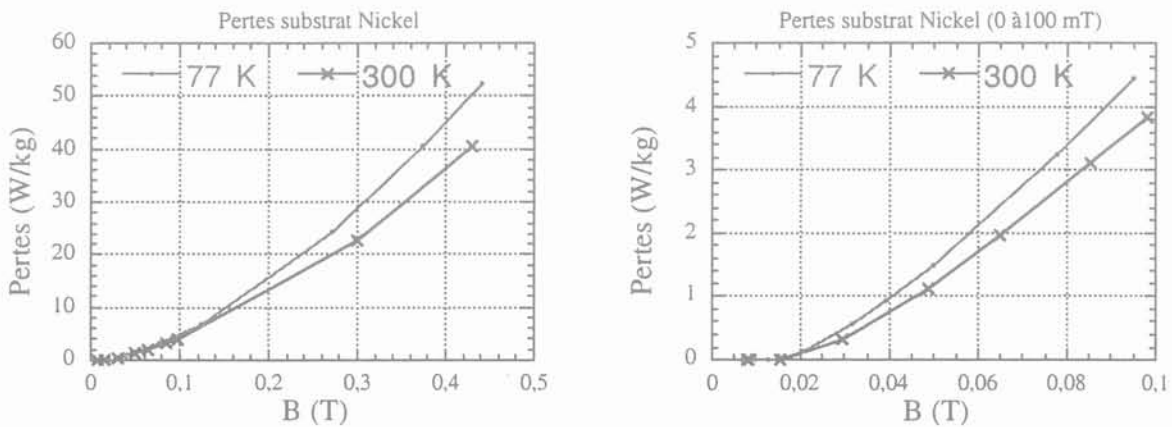


Figure III-16 : pertes en fonction de l'induction dans le substrat Nickel

Les pertes sont importantes, mais le champ magnétique sur les bobinages du transformateur ne sera que de quelques dizaines de mT. De plus le volume total de nickel est très faible. Le poids total de Nickel au secondaire du transformateur de READY est de 0,267 kg. Comme nous le verrons (paragraphe III.3.1.b), l'induction maximale sur les enroulements du transformateur sera de 35 mT. À cette induction, les pertes fer dans le Nickel s'élèvent à 0,75 W/kg. On peut calculer les pertes fer dans le bobinage secondaire totales soit 0,1 W.

Les pertes dans le substrat nickel sont donc plutôt faibles et n'auront qu'une incidence très modérée sur les pertes totales du transformateur (pertes fer de plusieurs dizaines de Watt). Elles représentent néanmoins une source de pertes importantes dans le bobinage supraconducteur secondaire (Tableau III-10).

La Figure III-17 donne les pertes dans le substrat en nickel en fonction de la fréquence à une induction de 34 mT. Les pertes sont proportionnelles à la fréquence ce qui montrent qu'il s'agit principalement de pertes par hystérésis.

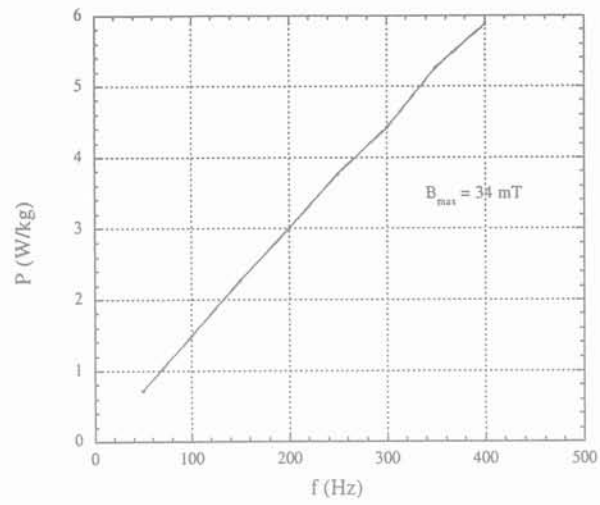


Figure III-17 : Pertes dans le substrat Nickel en fonction de la fréquence à une induction de 34 mT

III.3 Etude électromagnétique

III.3.1 Dimensionnement de la structure générale du transformateur

Le transformateur a été dimensionné de façon à minimiser les pertes dans le circuit magnétique et les bobinages supraconducteurs en tenant compte de la contrainte sur la longueur du ruban YBaCuO au secondaire (seulement 60 m). La Figure III-18 donne l'allure générale du transformateur monophasé. Les différentes notations EA, EB, ..., HFE, etc.. sont explicitées dans la nomenclature p 11, 12 et 13.

Rappel des Hypothèses : $S = 41 \text{ kVA}$; $V_2 = 410 \text{ V}$; $I_{2n} = 100 \text{ Aeff}$; $LSC = 60 \text{ m}$

Circuit magnétique avec tôles FeSi HiB scratchées ($e = 0,23 \text{ mm}$)

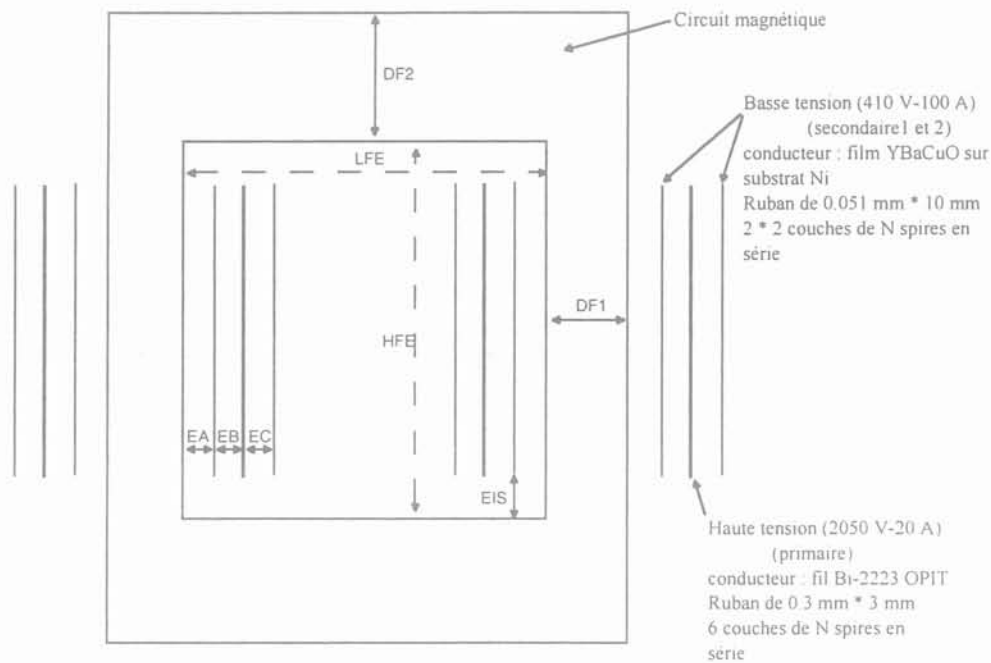


Figure III-18 : Allure générale initiale du transformateur

Les bobinages supraconducteurs

Deux méthodes sont utilisées pour réaliser les bobinages supraconducteurs. On réalise soit des bobinages classiques en couches soit des bobinages dits "en galettes" (Figure III-19).

	Avantages	Inconvénients
Bobinages classiques en couches	Composante transverse du champ magnétique assez faible (elle touche seulement les extrémités du bobinage).	Contrainte latérale de bobinage sur le supraconducteur (due à l'angle de bobinage).
Bobinages en galettes	Composante transverse du champ magnétique importante.	Aucune contrainte latérale sur le supraconducteur.

Tableau III-3 : Avantages et inconvénients des deux types de bobinages.

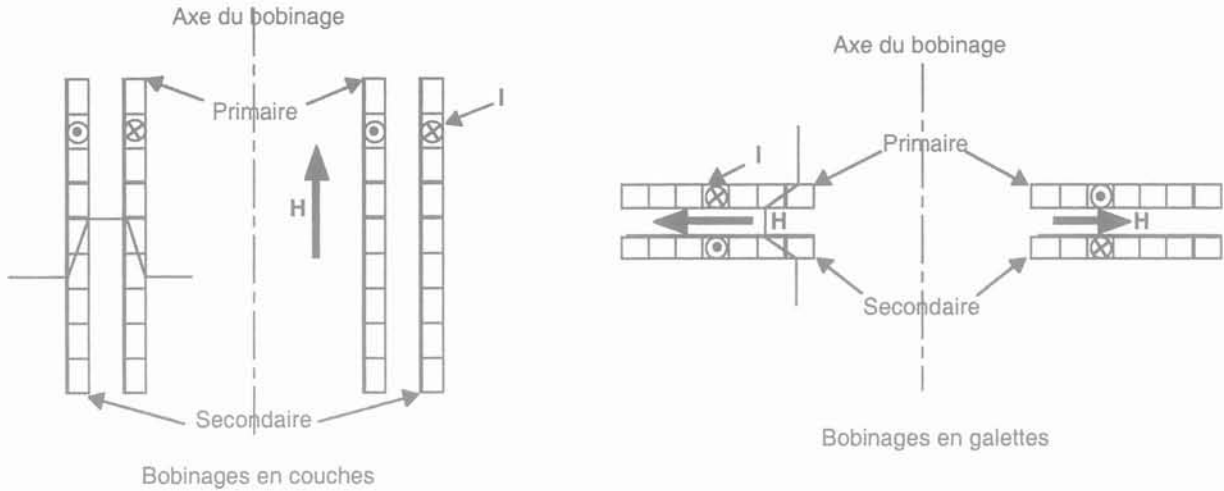


Figure III-19 : Bobinages en couches ou en galette

Pour le transformateur de READY, des bobinages classiques en couches seront réalisés pour avoir le minimum de champ transverse, néfaste aux propriétés supraconductrices, sur le supraconducteur (Figure III-20).

Afin de réduire encore l'induction sur les enroulements, pour conserver une densité de courant critique (J_c) élevée et des pertes AC faibles, le primaire est intercalé entre deux bobinages secondaires en série (Figure III-18).

En effet, le courant critique des fils supraconducteurs décroît quand ils sont soumis à un champ magnétique. Cette caractéristique est à prendre en compte lors du dimensionnement pour éviter toute transition des conducteurs soumis au plus fort champ (couche centrale).

La Figure III-20 donne les décroissances du courant critique pour un ruban YBaCuO et un ruban Bismuth Bi_{2223} de section $0.35 \times 3.5 \text{ mm}^2$ soumis à différentes configurations de champ magnétique.

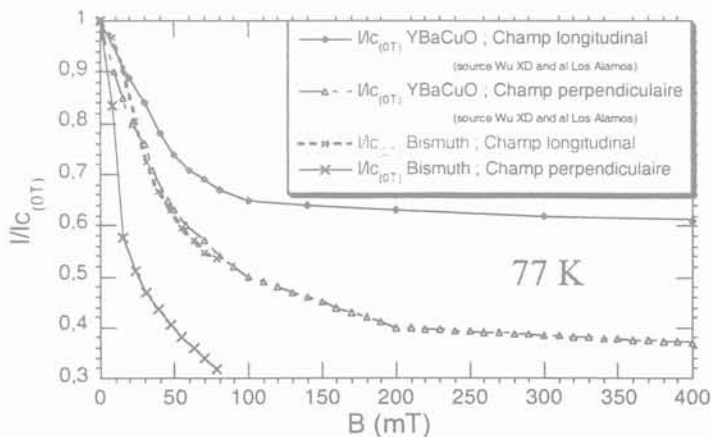


Figure III-20 : Décroissance du courant critique dans différents champs magnétiques.

La configuration la plus défavorable, où le champ est perpendiculaire au supraconducteur, se retrouve en tête de bobinage (voir Figure III-28).

Le calcul du dimensionnement se fait à partir des données suivantes :

- longueur de supraconducteur au secondaire (LSC),
- tension au secondaire (Vs), nombre de couches secondaire (NS),
- caractéristiques des tôles magnétiques, coefficient de foisonnement (Cf = 0,8),
- distance d'isolation entre :
 - le circuit magnétique et le secondaire1 (EA = 4 mm)
 - le secondaire1 et le primaire, (EB = 8 mm)
 - le primaire et le secondaire 2 (EC = 8 mm)
 - les têtes de bobinage et le circuit magnétiques (EIS= 5 mm)

Les distances d'isolations sont calculées à partir des propriétés diélectriques de l'azote liquide, de l'hélium gazeux et de la fibre de verre [10].

Compte tenu de ces données, tous les paramètres du transformateur (masse et pertes fer, nombre de spires etc...) peuvent être calculés à partir de l'induction dans le circuit magnétique (paramètre variable).

Dans un premier temps, les calculs se font avec $\varnothing_{colonnes} = \varnothing_{culasses}$ (DF1 = DF2 = DF).

III.3.1.a Résultats sur la structure générale

La Figure III-21 donne deux minimums pour les pertes fer. Le minimum correspondant à l'induction la plus élevée est le plus intéressant car il conduit à un poids de circuit magnétique (PCM) nettement plus faible (à 0,9 T, PCM > 200 kg alors qu'à 1,5 T, PCM = 70 kg).

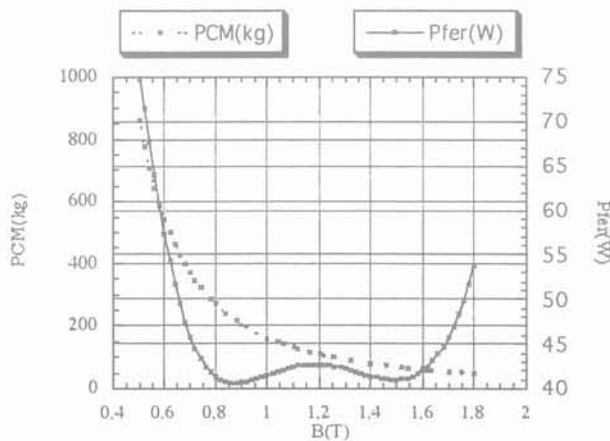


Figure III-21 : Pertes fer et poids fonction de l'induction dans le circuit magnétique

Les caractéristiques du transformateur à ce second minimum sont les suivantes :

$$B_{\text{Fer}} = 1.5 \text{ T} ; \text{PCM} = 69,9 \text{ Kg} ; P_{\text{fer}} = 41 \text{ W}$$

DF = 124 mm ; DSM (Diamètre moyen des enroulements secondaire) = 148 mm ; NS = 127 ;

LCM = 0,94 m ; VCM = 9,14 dcm³ ; HFE = 175 mm ; LFE = 50 mm

Une manière de diminuer encore les pertes fer est de jouer sur la section des culasses du transformateur. En les augmentant, on diminue l'induction et donc les pertes fer tant qu'on reste dans une limite raisonnable pour la masse de fer ajoutée.

On se place à un nombre entier de nombre de spires secondaires, soit 128 spires secondaires au total. Cela nous fixe une induction de travail de 1,52 Tesla.

On garde les caractéristiques calculées précédemment en ce qui concerne, LFE, HFE, DSM, DF1 = DF et $B_F = 1,52$ T dans les colonnes.

On trouve un optimum pour une induction dans les culasses de 0,8 Tesla. Les pertes fer sont alors de 37,6 Watt pour un circuit magnétique pesant environ 100 kg.

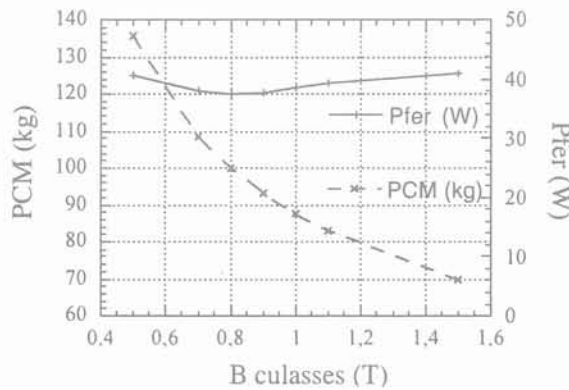


Figure III-22 : Optimisation de la section des culasses

La diminution des pertes fer est de 8 % pour une augmentation du poids de 43 % par rapport à un circuit magnétique de section constante.

Cependant, le fournisseur assembleur (Transfix) auquel nous avons fait appel pour réaliser le circuit magnétique en tôles FeSi HiB scratchées du transformateur supraconducteur de READY ne fait que de la découpe à 45° (Joints à 45° entre les tôles des colonnes et des culasses) ce qui impose une section identique pour les colonnes et les culasses. C'est pourquoi le circuit magnétique aura un diamètre unique de 124 mm.

III.3.1.b Bobinages

Etant donné le nombre total de spires au secondaire ($NS = 128$), le courant maximum, le nombre de bobinages secondaires (4) ainsi que la hauteur des bobinage ($HFE - 2 * EIS$) on déduit l'induction maximale sur les bobinages :

$$B_{\max} = \frac{\mu_0(NS/4)I_{\max}}{(HFE - 2 * EIS)} \approx 35 \text{ mT}$$

A partir de cette induction maximale et de la caractéristique critique du ruban PIT (Figure III-20), on trouve le courant maximum admissible au primaire. Pour un champ de 35 mT, le courant critique est de 30 A. Cela nous fixe le courant primaire maximum. On prendra I_{primaire} en valeur efficace égale à 20 A.

Le rapport de transformation du transformateur sera donc de 5 (I_s / I_p) ce qui nous donne un nombre de spires au primaire de 640 ($5 \cdot 128$). Comme on a 2 solénoïdes primaires, cela fait 320 spires par solénoïde, réparties sur 6 couches (53 spires par couches).

Le Tableau III-4 donne un récapitulatif sur les bobinages du transformateur de READY. La Figure III-23 donne la représentation électrique du transformateur, on peut voir les quatres bobinages secondaires en série ainsi que les deux bobinages primaires en série.

Bobinages	Nombre de bobines	Nombre total de spires	Nombre de couches par bobinage	Ø bobine moyen (mm)	Longueur de bobinage (m)
Primaire (PIT)	2	640			300
Bobines	2	320	6	147,6	148,4
Secondaire (YBCO)	4	128			60
Bobine extérieure	2	32	2	162,7	16,4
Bobine intérieure	2	32	2	132,5	13,3

Tableau III-4 : Récapitulatif sur les bobinages du transformateur de READY

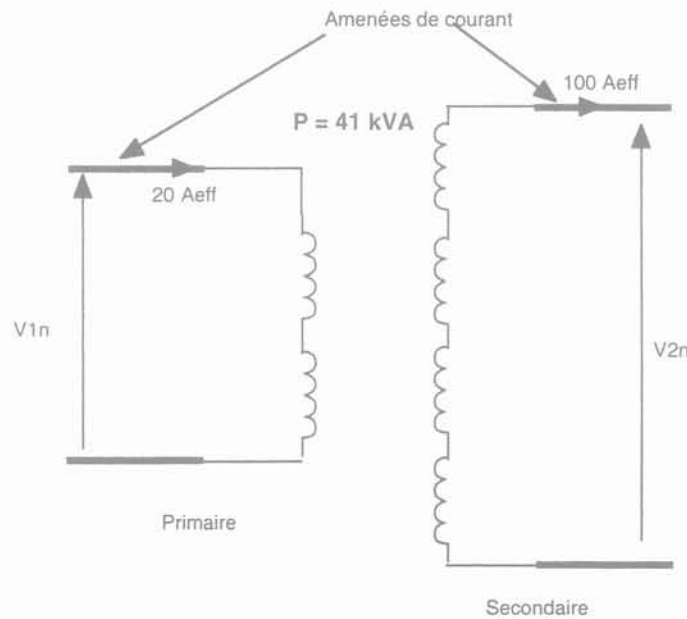


Figure III-23 : Représentation électrique du transformateur de READY

III.3.1.c Nombre de gradins du circuit magnétique

Les bobinages étant circulaires, pour utiliser au mieux le volume à l'intérieur de ces bobinages, le circuit magnétique doit être lui aussi de section circulaire. La difficulté vient du fait que les tôles magnétiques Fe-Si se présentent sous la forme de plaques rectangulaires. Pour obtenir une section presque circulaire, on empile les tôles sous forme de gradins (Figure III-24).

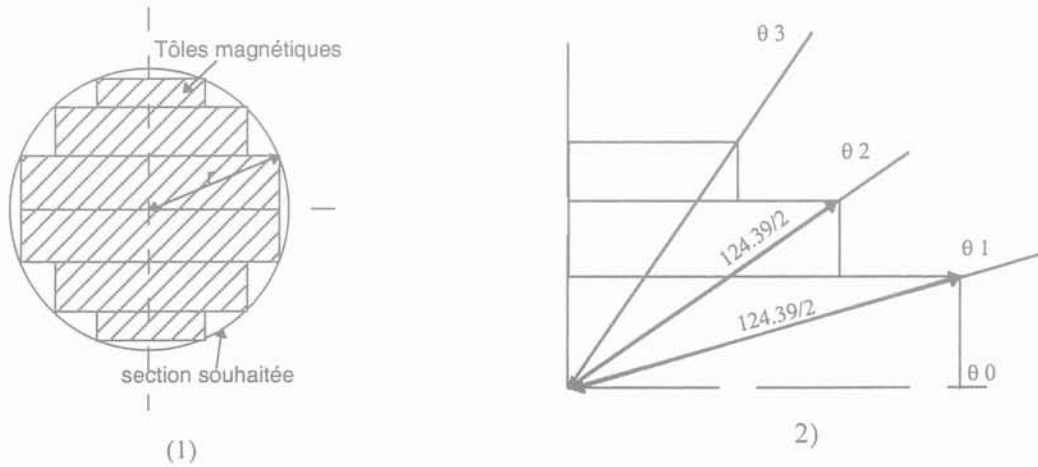


Figure III-24 : section d'une colonne du circuit magnétique (1), 1/4 de la section (2)

On se fixe un coefficient de foisonnement (remplissage) classique de l'ensemble (gradins + tôles) de 0,8. Le coefficient de foisonnement pour les tôles Fe-Si de 0,23 mm d'épaisseur est de 0,96. Ainsi pour avoir un coefficient total de 0,8, il faut avoir pour les gradins, une efficacité de 0,8333.

D'après les calculs d'optimisations des gradins [11], trois gradins suffisent. Avec trois gradins, l'efficacité est de 0,8445 et les angles θ_1 , θ_2 , θ_3 valent respectivement 23,15°, 41,29° et 58,86°.

III.3.1.d Circuit magnétique test

Comme les pertes fer sont une caractéristique essentielle, en particulier pour le tube pulsé (voir § III.5), un circuit magnétique prototype a été commandé pour les mesurer. Par rapport au circuit du transformateur final, seule son épaisseur est plus faible (5 mm à la place de 115 mm).

Les valeurs de pertes fer calculées au début de ce dimensionnement prenaient en considération les résultats obtenus avec les meilleures tôles Fe-Si HiB scratchées testées.

Le fournisseur de tôles trouvé propose un circuit magnétique dont les caractéristiques sont reportées sur la Figure III-25. Le nombre de gradins est de quatre ce qui permet d'obtenir un niveau de pertes assez faible grâce à un meilleur coefficient de remplissage.

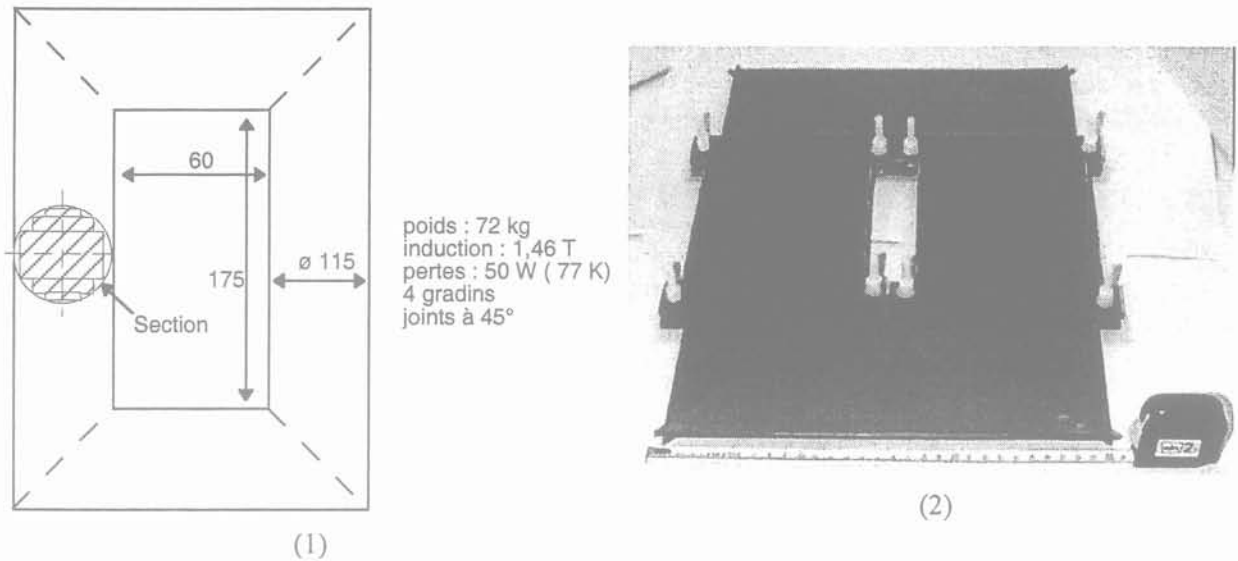


Figure III-25 : Plan du circuit magnétique final (1) et circuit magnétique test (2)(dimensions réelles de face mais seulement 5 mm de profondeur)

Ce circuit magnétique test nous a permis de tracer les caractéristiques (pertes en fonction de l'induction et de la température) du matériau que nous utiliserons et d'évaluer les pertes du circuit magnétique final. Les pertes mesurées sur ce circuit test (Figure III-26) sont très proches des pertes mesurées au cadre Epstein sur ces mêmes tôles (Figure III-12). Les pertes augmentent très légèrement à froid et restent à un niveau acceptable de 0,7 W/kg à 1,46 T et 77 K.

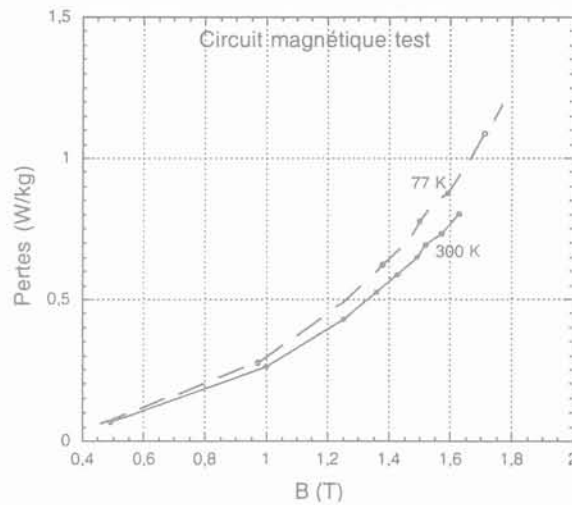


Figure III-26 : Pertes en fonction de l'induction pour le circuit magnétique test à 77 K et 300 K

Les pertes pour le circuit magnétique complet du transformateur seront alors de 50 W à 77 K sous une induction de 1,46 T. Le circuit magnétique sera constitué de 4 gradins pour une section nette de fer de 101 cm^2 et sera construit avec des joints à 45°.

A partir de cette structure générale du transformateur, on peut regarder plus en détail les répartitions des différentes grandeurs électromagnétiques (module et orientation du champ magnétique, impédance de court-circuit, courant d'enclenchement).

III.3.2 Simulations sous flux2D

Le transformateur a été modélisé sous Flux2D, logiciel éléments finis [12]. Cette modélisation a permis de voir les profils de champs au niveau des bobinages mais aussi, elle permet de trouver l'impédance de court-circuit de notre transformateur.

III.3.2.a Profil d'induction et champ transverse

Le champ magnétique étant néfaste aux propriétés supraconductrices, il est intéressant de connaître son module et son orientation au niveau des bobinages supraconducteurs. La Figure III-27 donne le profil de l'induction magnétique à travers les couches des bobinages. Le fait d'intercaler le primaire entre deux secondaires limite bien l'induction à 35 mT au maximum à la place des 70 mT si la structure avait été classique (primaire - secondaire non intercalés). Sur la Figure III-28, on peut voir le champ magnétique transverse et longitudinal pour la couche supraconductrice soumise au plus fort champ.

Le champ longitudinal maximum est de 35 mT. Le transversal maximum est de 20 mT. On remarque que le courant nominal maximum ($28 A_{max}$) circulant au primaire en régime nominal est légèrement au-dessus du courant critique pour un champ transverse de 20 mT (Figure III-20). Cependant, ce champ transverse ne touche qu'une très faible longueur de conducteur et un ruban de bismuth peut fonctionner au-dessus de son courant critique (voir les tests de surintensités effectués sur les fils PIT paragraphe III.3.4.d) [13]. Le conducteur secondaire est moins sensible au champ magnétique et pose moins de problème de ce point de vue.

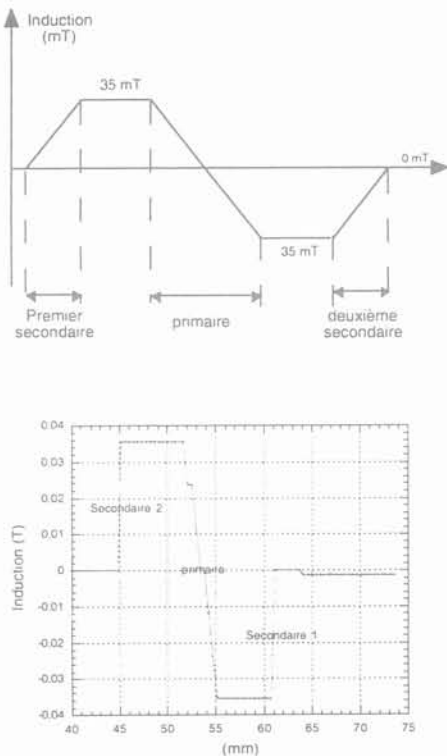


Figure III-27 : Profil d'induction sur les bobinages du transformateur de READY (théorie en haut, simulation flux 2D en bas)

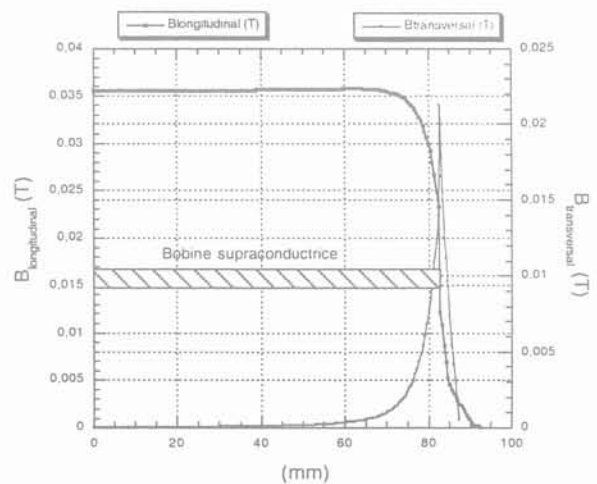


Figure III-28 : Champ magnétique longitudinal et transverse le long de la couche supraconductrice soumise au plus fort champ (simulation flux 2D)

III.3.2.b Impédance de court-circuit

L'impédance de court-circuit se calcule théoriquement en partant de l'énergie magnétique (voir § 1.2.1.b) calculée sur la géométrie représentée Figure III-29 :

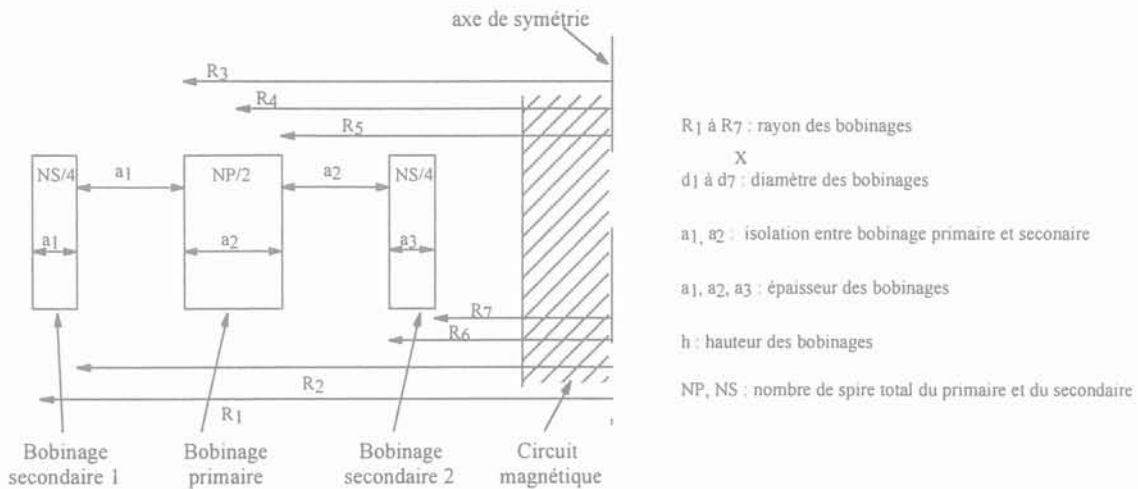


Figure III-29 : Géométrie des bobinages du transformateur de READY

$$Q = \frac{1}{2} * L * i^2 = \frac{1}{2 * \mu_0} \iiint B^2 * r * dr * d\theta * dz = \frac{1}{2 * \mu_0} \int \left(\frac{\mu_0 * \frac{N_i}{4} * i}{h} \right)^2 * 2\pi r * dr * h$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2} * L * i^2 = \frac{\pi * h}{\mu_0} \left[\int_{R1}^{R2} B^2 * r * dr + \int_{R2}^{R3} \left(\frac{\mu_0 * \frac{N_i}{4} * i}{h} \right)^2 * r * dr + \dots + \int_{R6}^{R7} B^2 * r * dr \right]$$

avec $\int_{R1}^{R2} B^2 * r * dr = \int_{R1}^{R2} \left(\frac{\mu_0 * \frac{N_i}{4} * i}{h} \right)^2 * \left(\frac{r - R1}{R2 - R1} \right)^2 * r * dr$

On arrive à l'expression suivante pour le transformateur de READY où N_s est le nombre de spires totales du secondaire :

eq. III-4
$$L_{tot} = 2 * \frac{\pi * \mu_0 * N_s^2}{16 * h} \left[\alpha_1 * \frac{d_2 + d_3}{2} + \alpha_2 * \frac{d_5 + d_6}{2} + \frac{1}{3} [d_1 a_1 + d_4 a_2 + d_7 a_3] \right]$$

Pour notre transformateur, l'inductance vue du primaire vaut théoriquement :

$L_{tot} = 2,5 \text{ mH}$ soit une tension de court-circuit de $u_{CC} = (L_{tot} \omega I_{prim}) / U_{prim} = 0,76 \%$

Ce résultat peut être retrouvé avec le logiciel Flux2D. Le secondaire étant court-circuité, on cherche la tension primaire à appliquer de façon à ce qu'il circule dans le secondaire un courant égal au courant nominal (100 A_{eff}). La tension trouvée est de 15,2 V_{eff} soit $u_{CC} = 0,74 \%$.

Le résultat est en très bon accord avec la valeur théorique.

La faible valeur de cette tension de court-circuit s'explique par une longueur de supraconducteur au secondaire limitée à 60 m et par l'entrelacement des bobinages primaires et secondaires (pour un transformateur classique, selon le type, u_{cc} varie de 4 % à 20 %)

III.3.3 Le courant d'enclenchement

Lors de l'enclenchement d'un transformateur des courants très importants peuvent apparaître [14] [15] en fonction de l'état magnétique du transformateur et de l'instant d'enclenchement. La Figure III-30 donne le cycle B (H) du matériau magnétique utilisé.

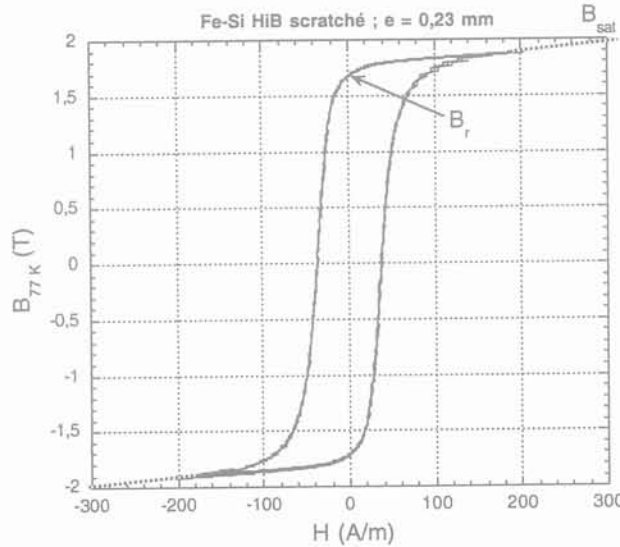


Figure III-30 : Courbe B (H) du Fe Si HiB scratché d'épaisseur 0,23 mm

La référence [14] donne l'expression du courant maximum d'enclenchement :

On calcule tout d'abord le flux total dans l'enroulement qui provient de la mise sous tension et du flux rémanent (φ_r) (induction rémanente dans le circuit magnétique). Ce flux total passe par un maximum qui vaut $(2\Phi_n + \varphi_r)$ en fonction de l'instant d'enclenchement. (Φ_n = flux en régime nominal déterminé par le point de fonctionnement voisin du coude sur la courbe B (H)). Comme les tôles magnétiques se trouvent saturées aux alentours de 2 Tesla, l'induction dans les tôles magnétiques n'atteint pas la valeur escomptée mais on sait qu'au delà de la saturation : $B = B_{sat} + \mu_0 H$

Avec B_{sat} : l'induction à saturation et H : le champ magnétique

$$\text{On peut alors calculer H : } H = (2B_n + B_r - B_{sat}) * \frac{S_{fer}}{S_{enroulements} * \mu_0}$$

A partir de la formule donnant l'induction à l'intérieur d'un grand solénoïde de hauteur h, on calcule grossièrement la valeur du courant d'appel :

$$\text{eq. III-5} \quad \Rightarrow i_{max} = (2B_n + B_r - B_{sat}) * \frac{S_{fer}}{S_{enroulements}} * \frac{h}{\mu_0 * N}$$

- Avec N = nombre de spires primaire
- h = la hauteur des bobinages
- S_{fer} = section du circuit magnétique
- $S_{enroulement}$ = section du bobinage
- B_n = induction nominale
- B_r = induction rémanente
- B_{sat} = induction à saturation

Pour notre transformateur de 41 kVA $B_n = 1,46$ T, $B_r = 1,68$ T et $B_{sat} \approx 2$ T.

Compte tenu des données, le courant maximum d'enclenchement au primaire sera en fonction de B_r de :

$$i_{max} = 325 \text{ A } (B_r = 1.68 \text{ T}) \approx 11,5 I_{n \text{ max}}$$

$$i_{max} = 240 \text{ A } (B_r = 1 \text{ T})$$

$$i_{max} = 177 \text{ A } (B_r = 0.5 \text{ T})$$

$$i_{max} = 115 \text{ A } (B_r = 0 \text{ T})$$

Selon l'instant d'enclenchement et l'état magnétique du transformateur, des pointes de courant plus ou moins importantes devront donc être supportées au primaire du transformateur. C'est pourquoi nous avons effectué des tests sur le ruban PIT primaire soumis à un courant d'enclenchement. Des tests de surintensité ont aussi été effectués pour voir quelle intensité peut supporter en régime permanent un ruban PIT sans endommagement de ces caractéristiques supraconductrices.

III.3.4 Mesures sur le fil PIT du primaire de READY (enclenchement, surintensité)

Des mesures de surintensité et de courant d'enclenchement ont été réalisées sur les fils PIT Bi₂₂₂₃ constituant le bobinage primaire du transformateur du projet READY mais en échantillon court. Les échantillons de ruban Bi₂₂₂₃ ont été fournis gracieusement par C. Friends (BICC). Leurs caractéristiques sont les suivantes :

Longueur totale : 10 cm

Section : $0,35 \times 3,5 \text{ mm}^2$

Fil supraconducteur PIT Bi₂₂₂₃ dans une matrice en Ag pur et allié.

La matrice extérieure est en AgMgNi et la matrice autour de chaque filament et en Ag. La proportion de phase supraconductrice est d'environ $27 \pm \text{qq} \%$ (données BICC). L'AgMgNi constitue approximativement 30 % de la section totale.

On a disposé une prise de potentiel sur le fil sur une longueur de 8 cm. Des tests de surintensité réalisés sur d'autres échantillon provenant de NST (Nordic superconductor technologie, <http://www.nst.com/>, société Danoise qui développe des fils supraconducteurs Bi₂₂₂₃ PIT) sont présentés paragraphe III.3.4.b.ii.

III.3.4.a Mesures de courant critique (dc)

Le courant critique est obtenu à partir de la mesure du champ électrique E en fonction du courant. Un critère doit être fixé pour définir I_c. Le critère classique est l'apparition d'un champ électrique de 1 μV/cm aux bornes des prises de potentiel. La Figure III-31 indique la disposition des prises de potentiel.

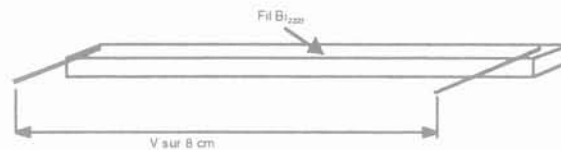


Figure III-31 : prises de potentiel

Les mesures, effectuées sur trois échantillons, donnent à peu près les mêmes résultats. La Figure III-32 représente la caractéristique E(I) d'un échantillon. Le courant critique est de 43,7 A et le N de la caractéristique (voir chapitre I.1.5.b) est de 24,4.

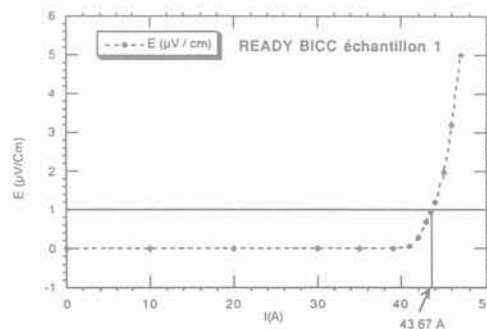


Figure III-32 : Courant critique à 1 μV/cm (I_c = 43,7 A)

III.3.4.b Mesures sous courant d'enclenchement

Placé au primaire du transformateur, le ruban PIT sera soumis au courant d'enclenchement. Nous avons étudié l'influence de cette surintensité transitoire sur le ruban PIT. Pour cela, un transformateur de 20 kVA est enclenché sous sa tension nominale à travers le ruban supraconducteur (Figure III-33). La tension aux bornes de l'échantillon supraconducteur ainsi que le courant sont relevés.

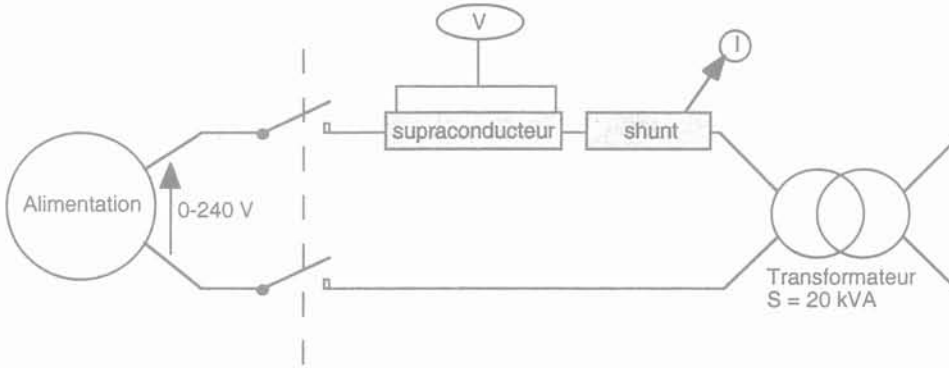


Figure III-33 : Montage expérimental, courant d'enclenchement.

III.3.4.b.i Résultats obtenus sur les rubans PIT BICC dans l'azote liquide à 77 K

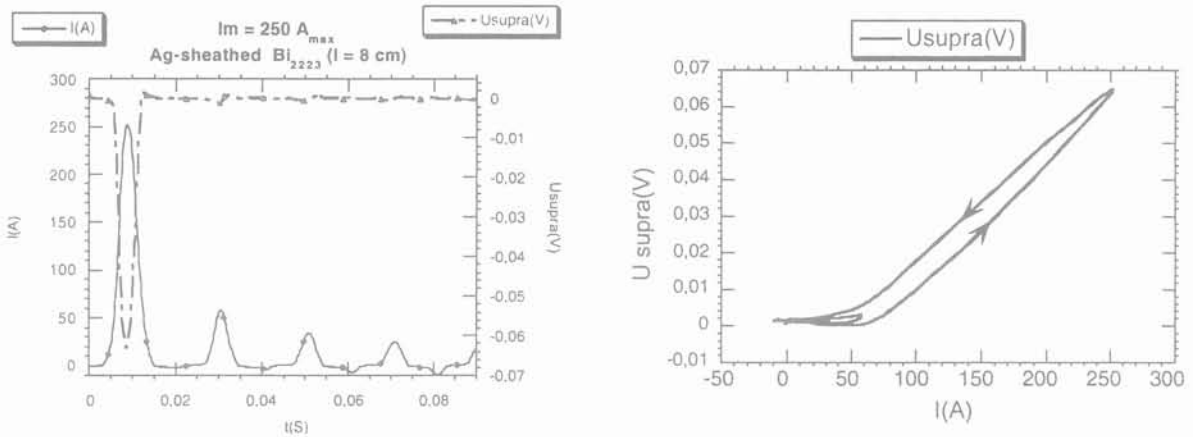


Figure III-34 : Courbes tension courant obtenues aux bornes de l'échantillon supraconducteur BICC dans l'azote liquide à 77 K.

Le courant maximum d'enclenchement atteint 250 A (Figure III-34) ce qui correspond à environ 6 fois le courant critique ($I_c \approx 44$ A critère de $1 \mu\text{V}/\text{cm}$ et $B = 0$ T). On remarque que la tension aux bornes du supraconducteur suit le courant et récupère sa valeur initiale pratiquement sans hystérésis.

Un courant de 250 A à l'enclenchement ne pose donc pas de problème pour le ruban de bismuth refroidi dans de bonnes conditions.

III.3.4.b.ii Résultats obtenus sur les rubans PIT de NST dans l'azote liquide et l'hélium gazeux à 77 K

Ces rubans sont plus petits que les rubans PIT provenant de BICC. Leur section est de $0,2 \times 3,2 \text{ mm}^2$. Les prises de potentiel sont espacées de 4 cm. Le courant critique mesuré avec le critère de $1 \mu\text{V/cm}$ est de 20,4 A dans l'azote liquide et de 19,4 A dans l'hélium gazeux à 77 K. Cette valeur plus faible du courant critique peut être due à une température légèrement supérieure dans l'hélium gazeux. Cette réduction correspond en effet à une différence de température de 0,8 K environ.

Dans l'azote liquide à 77 K.

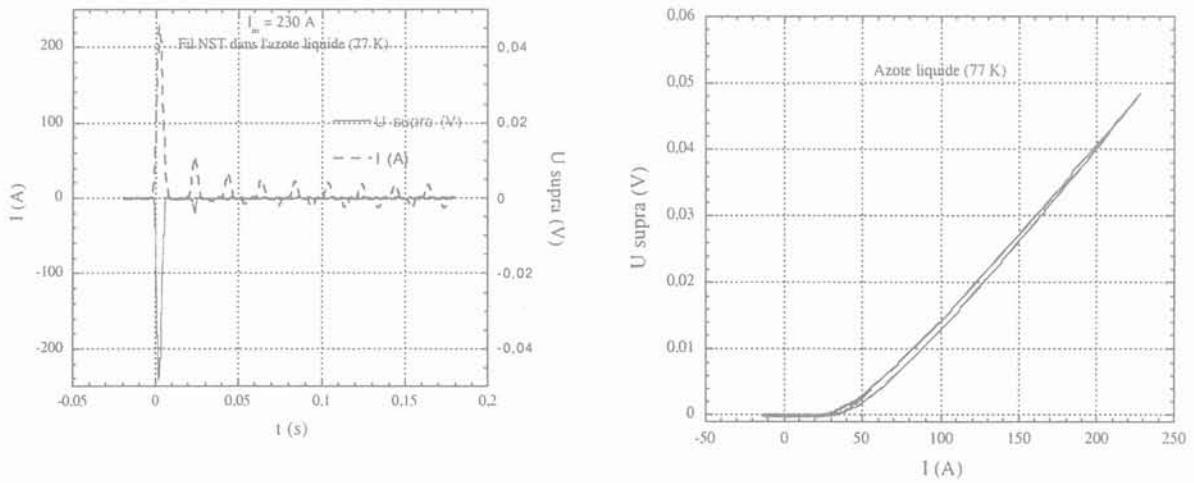


Figure III-35 : Courbes tension-courant obtenues aux bornes de l'échantillon supraconducteur NST dans l'azote liquide à 77 K.

Dans l'hélium gazeux à 77 K.

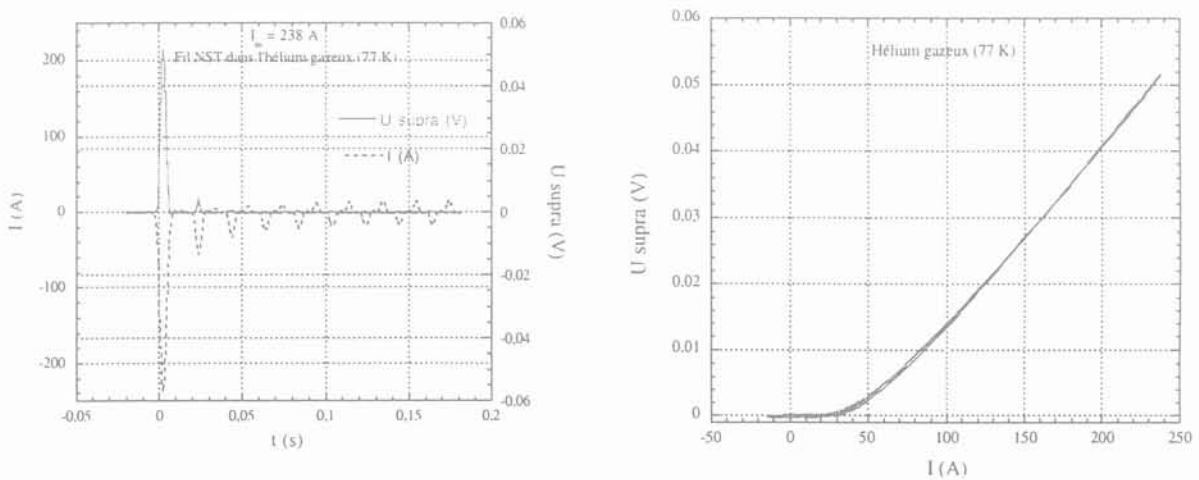


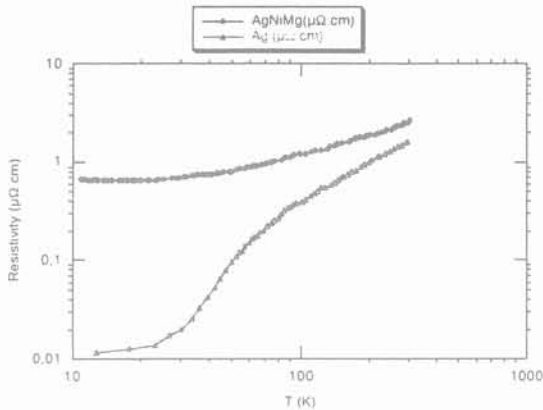
Figure III-36 : Courbes tension-courant obtenues aux bornes de l'échantillon supraconducteur NST dans l'hélium gazeux à 77 K.

Cet échantillon, malgré un courant critique moins important, présente un hystérésis moins marqué que celui de BICC qui s'explique par sa section moindre (Figure III-35, courbe U de I). Le courant critique du fil étant plus faible que celui de l'échantillon de BICC, une seconde montée de tension apparaît aux bornes du supraconducteur lors de la deuxième montée du courant d'enclenchement (Figure III-35 et Figure III-36). Le refroidissement par hélium gazeux bien que diminuant légèrement le courant critique du conducteur (de 5 %) ne pose pas de problème vis à vis du courant d'enclenchement puisque la tension aux bornes du supraconducteur redescend sans hystérésis (Figure III-36). Les deux courbes représentant la tension en fonction du courant dans l'azote liquide et dans l'hélium gazeux se superposent pratiquement montrant que vis à vis du courant d'enclenchement ces deux modes de refroidissement sont équivalents. Au final l'échantillon NST supporte un courant d'enclenchement de 240 A correspondant à 12 fois son courant critique.

Pour la suite, il faudra étudier ce phénomène dans le cas d'une bobine avec des conditions réelles de refroidissement certainement moins favorables que celles rencontrées dans le cadre de ces essais.

III.3.4.c Résistivité des rubans à l'état normal (300K)

Dans ce paragraphe, on va comparer les résistivités mesurées et calculées des rubans PIT dans l'état normal (300 K). La Figure III-37 donne les résistivités en fonction de la température pour les matériaux constituant la matrice (données BICC) des fils PIT (voir § 1.4.2.a.i).



"Fit" partie linéaire (au-dessus de 77 K)

$$\rho_{ag} = -0,002268 + 0,0061213 * T$$

$$\rho_{AgMgNi} = 0,53108 + 0,0066754 * T$$

(en $\mu\Omega.cm$)

Figure III-37 : résistivité des constituants de la matrice (données BICC)

Ces mesures de BICC ont été effectuées sur des échantillons de rubans ne contenant pas de poudre de Bismuth à l'intérieur mais ayant reçu le même traitement thermique que les rubans normaux. Il doit y avoir de légers changements comparé au fil HTS du fait de l'interaction entre l'argent et la poudre SHTC mais ces données sont une bonne estimation.

A partir du volume de conducteur entre les prises de potentiel, des proportions et des résistivités de chacun des constituants du ruban PIT ($\rho_{Bi}(300K) = 900 \mu\Omega.cm$), on peut calculer théoriquement la résistance de notre échantillon à 300 K.

$$\rightarrow R_{\text{total}} = R_{\text{Ag}} // R_{\text{Ag Mg Ni}} // R_{\text{Bi}} = \underline{1,72 \text{ m}\Omega}$$

La résistivité du Bismuth à 300 K est très largement supérieure aux résistivités des autres constituants (rapport 350), et elle influe très peu dans le calcul.

Le Tableau III-5 rassemble les résistances mesurées sur les 3 rubans

	Fil n°1	Fil n°2	Fil n°3
R (mΩ)	1.8	2	2

Tableau III-5 : Résistance mesurée sur les rubans.

On remarque une différence de 5 à 15 % entre ces valeurs de résistances mesurées et le calcul qui s'explique surtout par l'incertitude sur les proportions de chacun des constituants du fil dans les calculs de section.

III.3.4.d Essai de régime permanent au-dessus du courant critique

III.3.4.d.i Régime stable

La Figure III-38 représente un essai de régime permanent (fil BICC) avec un courant de 260 A_{eff} (6 fois le courant critique, 9 fois en valeur maximum) mené dans l'azote liquide (77 K). L'essai a duré plusieurs minutes. On remarque que la tension aux bornes du supraconducteur ne s'emballe pas. Une mesure de courant critique refaite à la fin de cet essai montre que le supraconducteur ne s'est pas détérioré. Lorsqu'on trace la tension en fonction du courant, on observe deux régimes :

- un premier régime entre + I_c et - I_c où le supraconducteur récupère ou est légèrement résistif.
- une deuxième partie où la tension est une fonction linéaire du courant (R = 0,34 mΩ, pente de la droite).

Pour un courant nul, la tension n'est pas tout à fait nulle à cause d'une faible composante inductive.

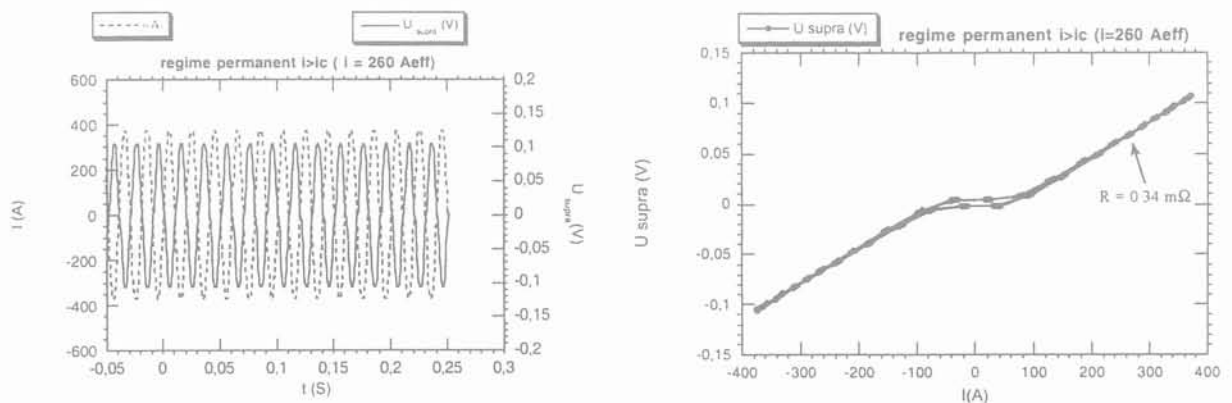


Figure III-38 : Test surintensité régime stable (U, I = f(t) et U = f(I))

Depuis les "fits" des courbes $\rho(T)$ (Figure III-37) pour les différents matériaux constituant le fil, il est possible de calculer sa température, connaissant sa résistance (mesure).

On calcule les résistivités des différents éléments constituant la matrice à 77 K (Figure III-37).

Les résistivités des différents constituants sont à 77 K et à 300 K de :

$\rho_{Ag} = 0,24 \mu\Omega.cm$ à 77 K contre $1,61 \mu\Omega.cm$ à 300 K ; $\rho_{AgMgNi} = 1,05 \mu\Omega.cm$ à 77 K contre $2,53 \mu\Omega.cm$ à 300 K.

Avec la section, la longueur du fil et les proportions de ces éléments dans la matrice, on calcule les résistances associées. Sa résistance devrait être :

$$\text{eq. III-6} \quad R_{ech} = R_{Ag(77K)} // R_{AgMgNi(77K)} // R_{Bi(77K)} \approx R_{Ag(77K)} // R_{AgMgNi(77K)}$$

La résistivité du Bismuth à ce courant est très supérieure à celle des autres constituants et n'intervient pas dans le calcul. Cette hypothèse peut se vérifier : le courant critique du fil est de 43,7 A soit une densité de courant critique de $132 A/mm^2$. En considérant une loi de puissance pour la courbe $E(J)$, Une résistivité peut être déduite :

$$\rho_{Bi} \propto \frac{E_c}{J_c} \left(\frac{J}{J_c} \right)^{N-1} = \rho_0 \left(\frac{J}{J_c} \right)^{N-1} \quad \text{avec} \quad \rho_0 = 7,57 * 10^{-13} \Omega.m$$

Sur la Figure III-32, le N de la caractéristique est de 24,4. En considérant que le N diminue à plus fort courant, on peut estimer la résistivité du Bismuth. Pour un courant de 100 A (courant pour lequel la tension commence à être une fonction linéaire du courant) et un N de 18, la résistivité du Bismuth vaut environ $1 \mu\Omega.m$, à comparer aux résistivités des autres constituants.

A 263 A_{eff} la résistivité du Bismuth est forcément plus élevée d'autant plus que la température du fil est supérieure à 77 K faisant ainsi chuter le courant critique. Le courant passe donc presque entièrement par la matrice, et on ne tient pas compte dans ce calcul de résistance de la résistivité du Bismuth. Le calcul donne alors :

$$R_{ech} = 0,319 m\Omega$$

Sur la Figure III-38, la résistance atteint 0,34 mΩ, le courant passe quasi-entièrement par l'argent.

A partir de cette résistance, il est possible d'estimer la température moyenne du ruban T à partir des "fits" $\rho(T)$ (Figure III-37). La température calculée est de 79,9 K.

La puissance active dissipée est de 23 W soit compte tenu de la surface d'échange ($S_{ech} = 616 mm^2$, les quatre cotés du ruban baignent dans l'azote liquide) avec l'azote liquide, un flux de $3,7 W/cm^2$. Les courbes classiques d'échanges avec l'azote [16] donnent une élévation de 6 K pour un flux de $3,7 W/cm^2$. L'élévation estimée n'est que de 3 K.

Cependant, d'une part la courbe $W_\lambda(\Delta T)$ est donnée pour des géométries bien particulières, qui ne correspondent pas à celle de nos rubans. Il peut y avoir un léger gradient de température dans le

conducteur et la surface d'échange avec l'azote peut être supérieure (argent poreux). D'autre part, la température est estimée à partir des résistivités qui ne sont pas connues précisément. L'ordre de grandeur de l'élévation de température est respectée et une puissance de l'ordre de 4 W/cm^2 peut être évacuée puisque le régime de fonctionnement est stable. Le supraconducteur PIT supporte donc un courant efficace 6 fois supérieur à son courant critique dans de bonnes conditions de refroidissement.

III.3.4.d.ii Emballement

Sur la figure suivante (Figure III-39), on observe un emballement de la tension aux bornes du supraconducteur (BICC) pour un courant permanent de $500 \text{ A}_{\text{eff}}$ refroidi dans l'azote liquide (77 K). La puissance dissipée dans le fil est de 87 W soit un flux de 14 W/cm^2 en considérant les quatre faces du ruban. La littérature [16] donne un flux critique d'environ 17 W/cm^2 dans l'azote liquide. Un tel flux provoque la formation d'une couche de gaz entre le ruban supraconducteur et l'azote liquide qui diminue beaucoup les échanges thermiques, d'où une augmentation rapide de la résistance du ruban.

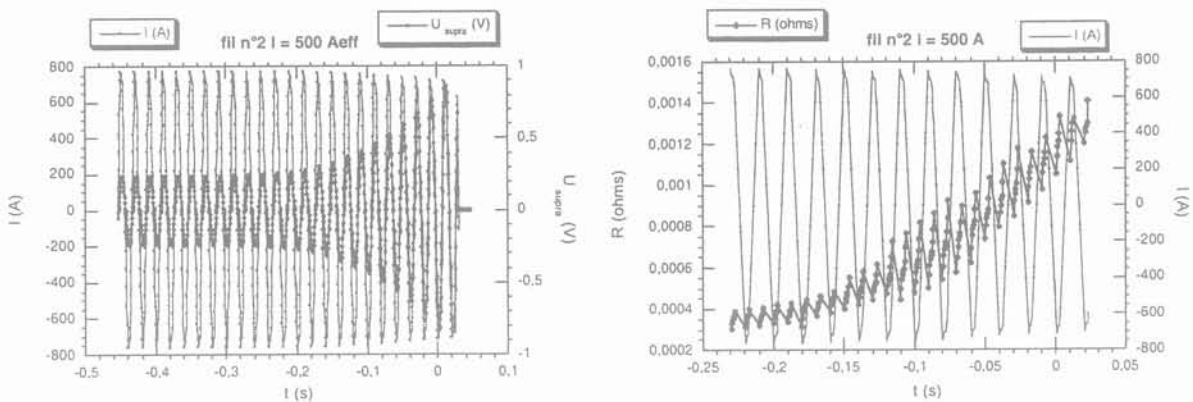


Figure III-39 : Test de surintensité emballement ($U, I = f(t)$ et $R, I = f(t)$)

A partir de cet essai, il est possible d'évaluer la température maximale atteinte :

$$T_{\text{max}} = 233 \text{ K.}$$

Avec les capacités calorifiques moyennes des éléments ($C_p \approx 1,75 \cdot 10^6 \text{ J/m}^3/\text{K}$) et l'énergie totale, on peut calculer l'élévation de température en conditions adiabatiques.

$$Q = V \cdot C_p \cdot \Delta T \text{ ou } Q \text{ est l'énergie et } V \text{ le volume du ruban.}$$

L'énergie calculée est de $43,5 \text{ J}$ ce qui correspond à une élévation de température (ΔT) de 480 K . Dans notre cas l'élévation est bien moindre car il faut considérer les échanges avec l'azote liquide. On retrouve néanmoins une élévation de plus d'une centaine de degrés ce qui reste du même ordre de grandeur.

III.3.4.e *Conclusions*

Dans d'excellentes conditions de refroidissement (fil plongé dans un bain d'azote liquide à 77 K), le fil Bismuth BICC accepte des courants permanents bien supérieurs au courant critique (6 fois) sans emballement thermique. A 12 fois le courant critique, on observe un emballement en régime permanent. Les essais de surintensité transitoire menées sur les fils Bismuth NST refroidi par de l'azote liquide ou de l'hélium gazeux à 77 K montrent que le ruban supporte jusqu'à 12 fois son courant critique sans détérioration de ses caractéristiques. Les deux modes de refroidissement ne pose pas de problèmes, les résultats obtenus sont très proches. Cette caractéristique propre au fil bismuth est très intéressante en vue de la construction d'un transformateur qui lors de l'enclenchement voit apparaître des surintensités assez conséquentes. Cela signifie que des surcharges transitoires pourront être acceptées par les enroulements.

III.3.5 Les amenées de courant

Les amenées de courant [17] [18] jouent un rôle essentiel au niveau des pertes dans tous les dispositifs supraconducteurs. En effet, elles sont le lien indispensable entre le milieu extérieur à température ambiante (300 K) et les bobinages supraconducteurs plongés dans l'azote liquide ou l'hélium gazeux dans notre cas. L'idéal serait de trouver un matériau étant à la fois bon conducteur électrique et mauvais conducteur thermique. Cependant la loi de Wiedermann-Franz ($k \cdot \rho = L_L \cdot T$ où $L_L = 2,45 \cdot 10^{-8} \text{ W}/\Omega/\text{K}^{-2}$ est le nombre de Lorentz) qui relie la conductivité thermique à la conductivité électrique des métaux purs pour des températures pas trop basses montre le contraire : un bon conducteur électrique est aussi un bon conducteur thermique.

Les amenées apportent donc des pertes par conduction thermique, des pertes Joule mais aussi des pertes par courants induits lorsqu'elles sont placées dans un champ magnétique variable et des pertes dues au champ propre du conducteur (effet de peau). Pour limiter ces pertes (champ extérieur, champ propre), il faut subdiviser l'amenée de courant.

Les matériaux utilisés pour la construction des amenées de courants sont des métaux comme le laiton, le cuivre ou l'inox, mais aussi des supraconducteurs à haute température critique (couplé avec des métaux) dans le cas d'amenées entre 300 K et 4,2 K pour la partie basse température.

Pour les amenées métalliques, on distingue deux modes de fonctionnement :

- un premier mode de fonctionnement où l'amenée est refroidie simplement par conduction,
- un second mode de fonctionnement où l'amenée est refroidie par les vapeurs d'azote ou d'hélium.

Pour le projet, les amenées seront refroidies simplement par conduction, du fait de la simplicité de leur réalisation et des dimensions du transformateur. Les avantages et les inconvénients de l'une ou de l'autre solution sont reportés dans le Tableau III-6.

	<i>Avantages</i>	<i>Inconvénients</i>
Refroidissement par vapeur d'azote (Amenée refroidie)	- Moins de pertes	- Plus complexe à réaliser (circuit vapeur)
Refroidissement par conduction (Amenée non refroidie)	- Simplicité du concept - Amenées plus courtes	- Pertes un peu supérieures (dépend de la température de fonctionnement)

Tableau III-6 : Comparaison du mode de refroidissement des amenées de courant

Lorsqu'on calcule analytiquement les pertes dans une amenée de courant refroidie par conduction, on arrive à une première expression qui est fonction du rapport S/L (S = section de l'amenée,

L = longueur de l'amenée). Les pertes peuvent être minimisées en fonction du rapport I^*L/S (I = courant dans l'amenée). Les pertes de l'amenée de courant passe par un minimum pour un rapport I^*L/S [18].

Amenée de courant		Alliage métallique ($\rho = cste$)	Métaux pur ($\rho = variable$)
Rapport $\left(\frac{I^* \times L}{S}\right)_{optimisé}$		$\sqrt{\frac{2}{\rho} \int_{T_0}^{T_c} k_{(T)} dT}$	$\left(\frac{I \times L}{S}\right)_{optimisé} = \int_{T_0}^{T_c} \frac{k_{(T)} dT}{\sqrt{L_L (T_c^2 - T_0^2)}}$
Pertes de l'amenée pour le rapport $\left(\frac{I^* \times L}{S}\right)_{optimisé}$	En charge	$I \sqrt{2\rho \int_{T_0}^{T_c} k_{(T)} dT}$	$I \sqrt{L_L (T_c^2 - T_0^2)}$
	A vide	$\frac{I}{I^* \cdot L/S} \times \int_{T_0}^{T_c} k_{(T)} dT$	$I^* \times \sqrt{\frac{T_c - T_0}{T_c + T_0}} \times \frac{1}{\text{Arc cos}\left(\frac{T_0}{T_c}\right)}$

Tableau III-7 : Formules analytiques des pertes et du rapport I^*L/S optimum pour une amenée refroidie par conduction

Le Tableau III-8 regroupe les valeurs du rapport I^*L/S optimum et des pertes en fonction du matériau utilisé et du mode de refroidissement.

Amenées de courant à 77 K optimisées		Cuivre	Laiton	Acier
Refroidissement par vapeurs	IL/A (MAm ⁻¹)	5	0,8	0,15
	Pertes (W.kA ⁻¹)	23,2	25	25,5
Refroidissement par conduction	IL/A (MAm ⁻¹)	3,5	0,65	0,1
	Pertes (W.kA ⁻¹)	42,7	47,5	47,5
	Pertes (W.kA ⁻¹); I=0	26,7	23,7	27,1

Tableau III-8 : Valeurs du rapport I^*L/S optimum et des pertes en fonction du matériau utilisé et du mode de refroidissement [18].

Un transformateur fonctionne assez souvent à vide ($I = 0$). Aussi, il semble judicieux d'utiliser des amenées de courant en laiton qui présente les pertes minimales à vide (23,7 W.kA⁻¹).

Si le courant dans l'amenée dépasse le courant nominal pour lequel elle a été calculée, cette dernière s'échauffe. Si cet échauffement est trop important, l'amenée peut fondre. Une amenée de courant pour une application à 77 K est beaucoup moins sensible aux surintensités qu'une amenée à 4 K. Une amenée en laiton supporte mieux les surintensités qu'une amenée en cuivre. Ce point est un autre élément favorable à l'utilisation du laiton pour les amenées.

Le Tableau III-9 donne les différentes pertes dues aux amenées de courant en laiton pour le transformateur de 41 kVA du projet en fonction des modes de fonctionnement.

Mode de fonctionnement		Pertes amenées de courant(W)	
		Primaire	Secondaire
Débranché	Amenées déconnectées	0	0
A vide	(Amenées connectées)	1	4,7
En charge		1,9	9,5

Tableau III-9 : Pertes des amenées de courant en laiton pour le transformateur de READY

Lorsque le transformateur n'est pas utilisé, il est intéressant de pouvoir déconnecter les amenées de courant. Ceci peut être réalisé à l'aide de connecteurs mécaniques placés à l'intérieur du vide d'isolation du cryostat. La partie chaude de l'amenée viendrait se connecter à la partie froide de l'amenée (conducteur HTC).

III.3.6 Résultat du dimensionnement électromagnétique

Les pertes dans les bobinages comprennent les pertes AC longitudinales et transversales (formules théoriques de Carr) ainsi que les pertes dans le substrat en nickel du ruban YBaCuO.

Les résultats du dimensionnement du transformateur avec seulement 60 m de conducteur au secondaire sont reportés dans le Tableau III-10.

La Figure III-40 représente une optimisation en termes de pertes (pertes supraconductrices + pertes fer) du transformateur de 41 kVA sans contraintes sur la longueur de supraconducteur au secondaire (L_{sc}). L'optimisation est réalisée à l'aide d'un programme fortran qui calcule en fonction de l'induction dans le fer et de la longueur de supraconducteur au secondaire les différents paramètres du transformateur ainsi que les pertes fer et les pertes des enroulements en champ transverse et longitudinal.

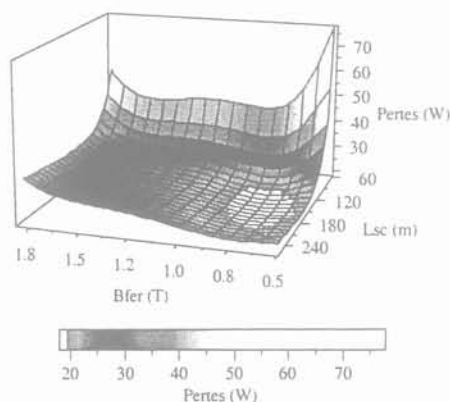


Figure III-40 : Pertes totales à 77 K en fonction de l'induction (B_{fer}) et de la longueur de supraconducteur (L_{sc})

Le point de fonctionnement présentant le moins de pertes se situe à une induction de 0,72 T. Les pertes (pertes fer + pertes enroulements) sont de 18 W et la longueur de supraconducteur au secondaire est de 160 m. Le circuit magnétique pèse alors 75 kg. Si on optimise le poids du circuit magnétique, on trouve un autre optimum situé à une induction de 1,5 T. Les pertes sont alors de 28 W et la longueur de supraconducteur au secondaire est de 160 m. Le circuit magnétique pèse alors seulement 29 kg. A titre de comparaison, le poids d'un transformateur résistif de 41 kVA est d'environ 250 kg et son rendement est

de l'ordre de 97 %. Le poids total du transformateur supraconducteur (optimisé aux pertes minimales), cryogénie comprise (cryostat + fluide réfrigérant), est d'environ 100 kg. Les pertes totales seront de l'ordre de 49 W (avec pertes du cryostat prises égales à 10 W, voir paragraphe III.7.3), ce qui donne un rendement de 97,6 % en prenant un coefficient de réfrigération de 20 W / W. A cette puissance trop faible, le gain apporté par un transformateur supraconducteur n'est pas très conséquent même si le poids est divisé par un facteur deux et demi.

Le Tableau III-10 compare les résultats obtenus pour une longueur de supraconducteur secondaire limité à 60 m (READY) à ceux obtenus sans contrainte sur la longueur de supraconducteur. Dans ces conditions, on distingue deux cas :

- soit on se place au minimum des pertes
- soit on se place au minimum de poids.

Transformateurs	Lsc = 60 m	Pertes minimales	Poids minimum
Puissance nominale	41 kVA		
Fréquence	50 Hz		
Z_{cc}	0,75 %	2%	2%
Circuit magnétique	Fe-Si HiB scratché		
Matériau	Fe-Si HiB scratché		
Poids	72 kg	75 kg	29 kg
Ø colonnes, culasses	124 mm	100 mm	55,4 mm
Fenêtre : largeur / hauteur	50 mm / 175 mm	50 mm / 530 mm	50 mm / 822 mm
Gradins / Joints	4 / 45°	4 / 45°	4 / 45°
Pertes fer	50 W	10 W	20 W
Induction	1,46 T	0,72 T	1,5 T
Bobinage primaire	2050 V / 20 A		
Tension / courant (rms)	2050 V / 20 A		
Enroulements	2		
Nbre de couches par enroulement	6		
Longueur	300 m	800 m	800 m
Nombre de spires total	640	2040	3185
Pertes : - ac	3 W	8 W	8 W
- Amenées de courant	1,9 W	1,9 W	1,9 W
Bobinage secondaire	410 V / 100 A		
Tension / courant (rms)	410 V / 100 A		
Enroulements	4		
Nbre de couches par enroulement	2		
Longueur	59 m	160 m	160 m
Nombre de spires total	128	408	637
Pertes : - ac	0,08 W	0,21 W	0,21 W
160 Substrat Nickel	0,1 W	0,3 W	0,3 W
- Amenées de courant	9,5 W	9,5 W	9,5 W
Masse de conducteur (kg) (YBCO / Bismuth)	0,27 / 2,8	0,7 / 7,5	0,7 / 7,5

Tableau III-10 : Récapitulatif des dimensionnements (Lsc limité à 60 m et illimité).

Les pertes AC des bobinages en champ longitudinal ont aussi été calculées par la suite grâce au modèle analytique basé sur une géométrie cylindrique infinie et sur le modèle de Bean [Voir chapitre II]. Les résultats sont en bon accord avec ceux fournis par les formules de Carr. Pour le transformateur avec

seulement 60 m de fil secondaire YBCO, le modèle cylindrique donne 3,5 W (/ 3,1 W) de pertes dans les enroulements et pour le transformateur sans restriction sur la longueur de fil au secondaire, il donne 9 W (/ 8,2 W) de pertes dans les enroulements.

III.3.6.a Pertes totales du transformateur de READY (77K)

Le Tableau III-11 donne les pertes totales du transformateur du projet (pertes fer + pertes enroulements + pertes des amenées) en fonction du régime de fonctionnement.

	Pertes totales à 77 K (W) (Transformateur READY 41 kVA)
Fonctionnement à vide	56
Fonctionnement en charge	64,5

Tableau III-11 : pertes électriques totales du transformateur READY connecté en fonction du régime de fonctionnement

III.3.7 Conclusion

Le transformateur de READY a été dimensionné au plan électromagnétique. Un matériau magnétique présentant de très faibles pertes à froid a été trouvé et caractérisé. Un circuit magnétique test a permis d'évaluer les pertes du circuit final. Les performances ne sont pas au-dessus de celles d'un dispositif classique en raison de sa puissance relativement faible et de la restriction sur la longueur de conducteur au secondaire.

Le transformateur optimisé (longueur de conducteur au secondaire non limité) permet un gain très marqué sur le poids et les pertes du dispositif. L'impédance de court-circuit (z_{cc}) est améliorée (0,75 % → 2 %) mais reste tout de même assez faible (transformateur traditionnel, $z_{cc} = 4$ %). Cependant les tests réalisés ont montré que les caractéristiques des conducteurs HTC permettent des excursions au-delà de leur courant critique sans endommagement.

Après cette étude électromagnétique, il reste à voir le refroidissement du transformateur et l'étude mécanique avec les dessins de l'ensemble cryostat et transformateur.

III.4 Etude thermique

Cette étude permet de voir si le refroidissement intégral du transformateur plongé dans de l'hélium gazeux par un tube pulsé placé au sommet du circuit magnétique est envisageable (Figure III-41). Le couplage thermique entre la source froide (tube pulsé) et le circuit magnétique se fait par une bride en cuivre. Une série de simulations (sous flux2D) a permis de visualiser la répartition de température à l'intérieur du cryostat. Tout d'abord en régime thermique évolutif, c'est à dire lors de la mise en froid (accès au temps de mise en froid) et ensuite en régime de fonctionnement nominal (visualisation de l'élévation de température au niveau des bobinages et du circuit magnétique). Une expérimentation a été réalisée afin de confirmer et compléter les résultats apportés par les simulations. En effet, celle-ci permet l'étude des problèmes de résistances de contact au niveau des interfaces tube pulsé - cuivre et cuivre - circuit magnétique auxquelles nous n'avons pas accès avec la simulation.

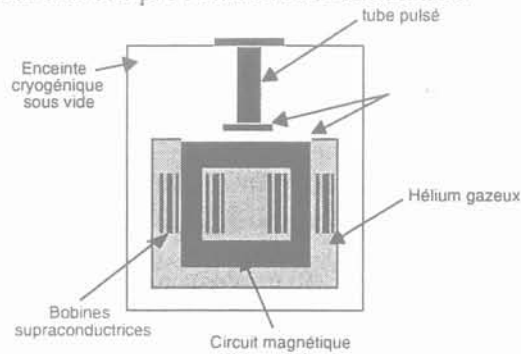


Figure III-41 : Allure générale du transformateur

III.4.1 Les simulations

Le transformateur a été modélisé de deux manières différentes : une première représentation utilisant une symétrie axiale (dite axisymétrique) qui modélise au mieux les bobinages et une représentation "plane" qui rend mieux compte de la géométrie du circuit magnétique. Ces deux types de modélisation sont étudiées et comparées par la suite.

Caractéristiques des matériaux (Tableau III-12)

	Masse volumique (kg/m ³)	Conductivité thermique (W/m/K)		C _p (J/ m ³ /K)	
		80 K	300 K	80 K	300 K
Fe-Si scratché	7650	106	50	3,19*10 ⁶	3,19*10 ⁶
Hélium	0.6086 (80 K) 0.1625 (300 K)	0,063	0,156	3162	851
Argent	10500	450	390	1,75*10 ⁶	2,5*10 ⁶
Nickel	8900	150	75	1,49*10 ⁶	3,99*10 ⁶
Cuivre	8960	500	400	1,68*10 ⁶	3,45*10 ⁶

Tableau III-12 : Caractéristiques des matériaux pour les simulations.

Hypothèses de simulation :

- Modélisation 2D,
- Pas de résistance de contact entre éléments,
- Pas d'échanges par rayonnement sur l'enceinte d'hélium,
- Les conductivités thermiques et capacités calorifiques des matériaux ont été prises indépendantes de la température et égales à leur valeur à 80 K.

III.4.1.a Modélisation axisymétrique

La Figure III-42 représente la modélisation. Cette géométrie axisymétrique modélise une seule colonne du transformateur et se rapproche au maximum du dispositif expérimental (Figure III-61). Le cylindre en cuivre thermalisé sur la source froide entoure les bobinages et permet de mieux les refroidir. Pour limiter les courants de Foucault, le cylindre ne sera pas massif mais composé de plusieurs fils de cuivre collés sur un support isolant électrique.

Dimensions du problème :

- Circuit magnétique : hauteur : 405 mm ; diamètre : 115 mm
- Hauteur bobinage : 165 mm
- Epaisseur plaque de cuivre (plaque de liaison entre tube pulsé et circuit magnétique) : 10 mm
- Epaisseur écran de cuivre (voir Figure III-42) : variable de 0 à 6 mm
- Isolation circuit magnétique - secondaire (1) : 4 mm
- Isolation secondaire (1) - primaire : 8 mm
- Isolation primaire - secondaire (2) : 8 mm
- Isolation secondaire (2) - descente de cuivre : 5 mm
- Distance circuit magnétique - enceinte hélium : 40 mm
- Epaisseur primaire (6 couches) : 1,8 mm
- Epaisseur secondaire (1) et (2) (2 couches) : 0,102 mm

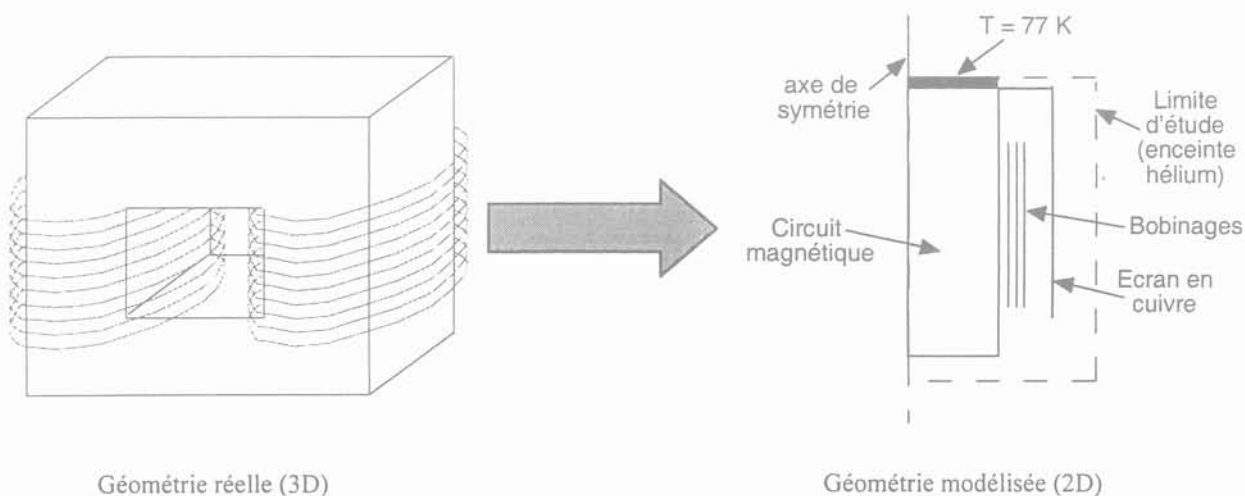


Figure III-42 : Géométrie du problème numérique axisymétrique

III.4.1.a.i Thermique évolutif

On regarde le temps nécessaire au refroidissement complet du transformateur.

Calcul analytique

Le temps caractéristique est calculé de manière analytique par le résultat suivant [19]:

$$t = \frac{a^2}{D} \quad \text{avec } a = \text{longueur caractéristique et } D = \frac{k}{C_p} = \text{diffusivité}$$

k = conductivité thermique (W/m/K) ; C_p = chaleur spécifique (J/m³/K)

Ce temps caractéristique provient de la résolution de l'équation de la chaleur $D \partial^2 T / \partial x^2 = \partial T / \partial t$ (eq. III-7), appliquée à un mur dont on porte les faces à une certaine température T_1 à l'instant t .

Au bout de ce temps caractéristique, la température dans le mur est pratiquement uniforme est égale à T_1 (l'écart est de $2/10000 * T_1$). Dans notre cas, la température est appliquée seulement sur une face. En considérant que l'autre face est adiabatique, la longueur caractéristique est multipliée par deux.

$$t = \frac{(2a)^2}{D}$$

On trouve avec une longueur caractéristique (a) de 405 mm (hauteur du circuit magnétique) un temps caractéristique de 5 h 30.

La Figure III-43 représente la simulation, en régime thermique évolutif, obtenue au bout de 13470 secondes, soit environ 3 heures et 40 minutes.

Les hypothèses de départ sont :

$T_{\text{initial}} = 300$ K et à l'instant $t = 0$ s, on applique une température de 77 K au sommet du circuit magnétique. Le contact parfait entre la source froide et le circuit magnétique se fait par l'intermédiaire d'une plaque de cuivre.

La Figure III-44 représente l'évolution de la température du point le plus chaud de la géométrie au cours du temps lors de la simulation. Au bout d'1 heure et 30 minutes la température atteint 113 K (-160 °C) soit environ 80 % de la température d'équilibre. La descente étant de forme exponentielle, le temps nécessaire pour que la température dans le transformateur se stabilise au plus proche de la valeur d'équilibre se situe entre 5 et 6 heures donc semblable à l'estimation théorique ($t = (2a)^2 / D$).

Une simulation du circuit magnétique seul, sur lequel on vient appliquer la source froide, a été réalisée pour voir l'influence de l'hélium gazeux sur le refroidissement (Figure III-45). Tout le pourtour du circuit magnétique est adiabatique (le flux thermique passe seulement par la source froide). La descente en température obtenue est représentée sur la Figure III-44. Elle est très proche de celle obtenue avec la géométrie complète, l'hélium gazeux accélère légèrement la mise en froid. Cela s'explique par le fait que la conductivité du fer est très supérieure à la conductivité de l'hélium (rapport 1700).

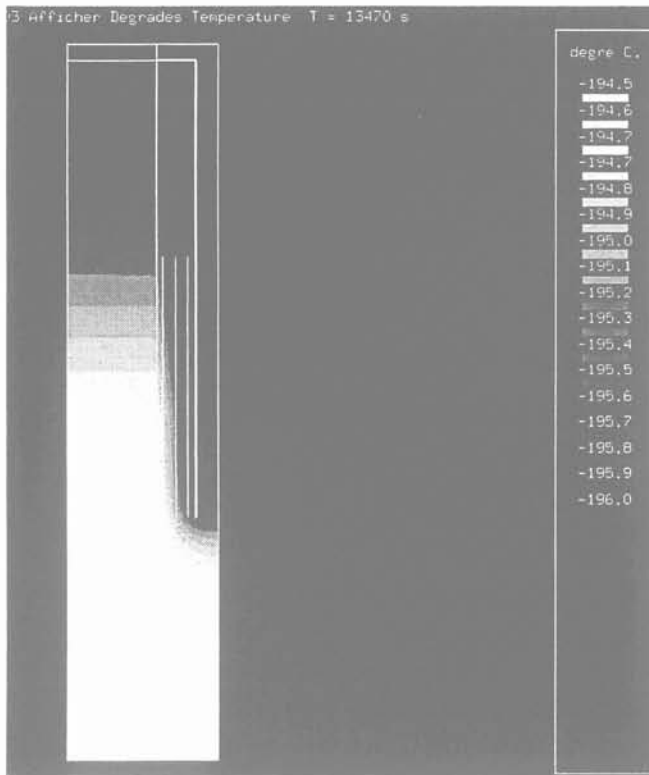


Figure III-43 : Descente en température

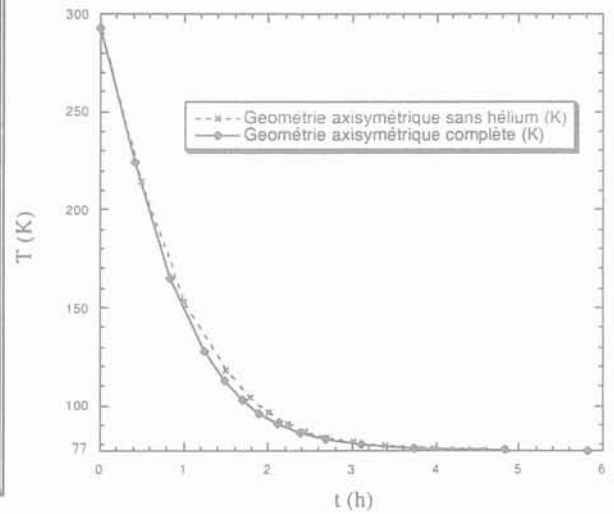


Figure III-44 : Evolution de la température du point le plus chaud de la géométrie au cours du temps, problème axisymétrique



Figure III-45 : Simulation source froide + circuit magnétique

III.4.1.a.ii Thermique permanent

Le problème a été simulé en régime permanent pour étudier l'échauffement au niveau des bobinages.

Les paramètres de simulation sont les suivants :

$$T_{\text{initial}} = 77 \text{ K},$$

source froide (77 K) appliquée au sommet du circuit magnétique,

pertes fer = $5,37 \text{ kW/m}^3$ ($0,7 \text{ W/kg}$),

pertes bobinages primaires / bobinages secondaires = $10,8 \text{ kW/m}^3$ / $2,66 \text{ kW/m}^3$

La Figure III-46 indique un échauffement important au niveau des bobinages ($\Delta T = 7,7 \text{ K}$). Pour y remédier, un cylindre en cuivre thermalisé directement à la source froide est placé au plus près des

bobinages. La Figure III-47 montre que le refroidissement est nettement amélioré, l'échauffement au niveau des bobinages n'est plus que de 4,3 K avec un écran d'épaisseur 1 mm.

L'influence de l'épaisseur de l'écran en cuivre a été étudiée. La Figure III-48 représente la variation de température du point le plus chaud du bobinage en fonction de l'épaisseur de l'écran de cuivre. La température au niveau des bobinages diminue rapidement pour des épaisseurs de l'écran de 1,5 à 2 mm. Au delà, la diminution de température est bien moindre.

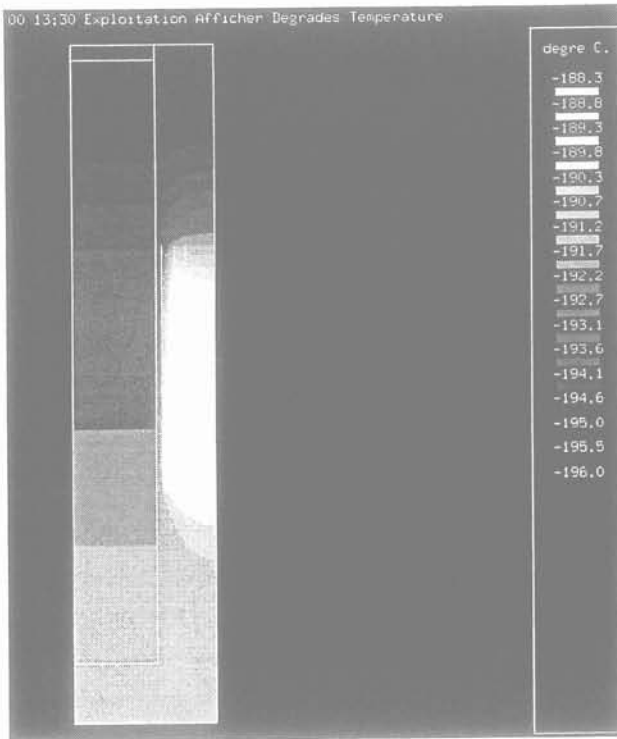


Figure III-46 : Régime permanent sans écran en cuivre

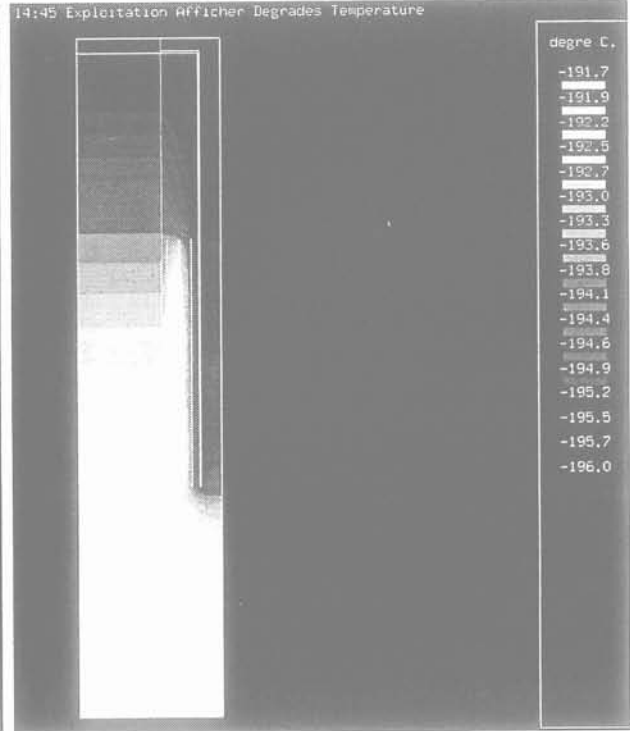


Figure III-47 : Régime permanent avec écran de cuivre de 1mm

Le gain au niveau du point le plus chaud du bobinage n'est plus que de quelques dixièmes de Kelvin. Par contre, pour une épaisseur de l'écran de cuivre importante (6 mm), même si la température du point le plus chaud du bobinage diminue peu par rapport à une épaisseur de seulement 1 mm, une plus grande partie de conducteur est bien refroidie (voir Figure III-49). Il s'agira de trouver un compromis entre l'épaisseur de l'écran, le niveau de pertes dans le cuivre et l'encombrement.

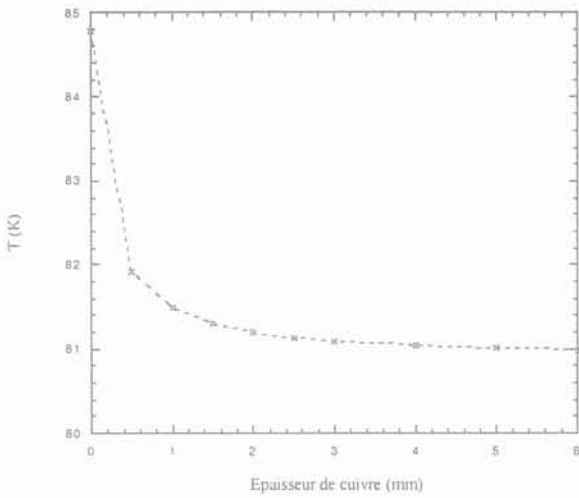


Figure III-48 : Température du point le plus chaud du bobinage (°C) en fonction de l'épaisseur de l'écran de cuivre (mm))

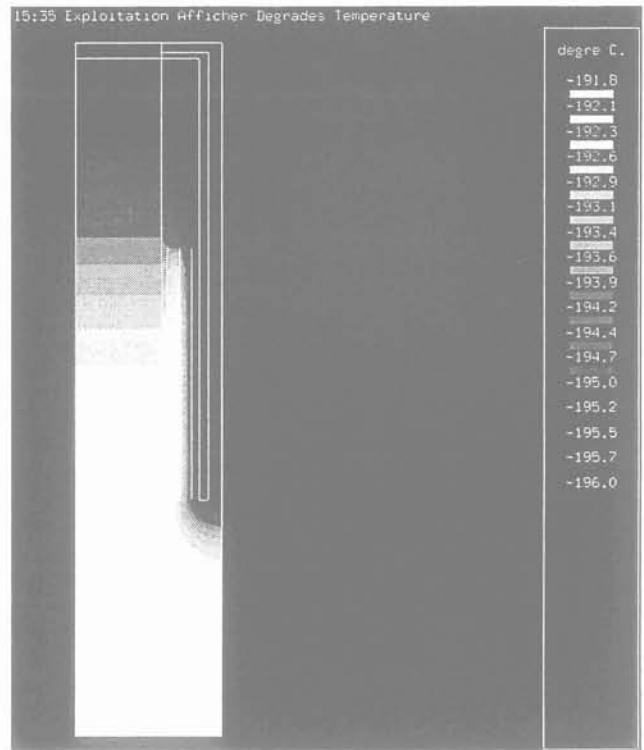


Figure III-49 : Régime permanent avec écran de cuivre de 6 mm

III.4.1.b Modélisation "plan"

Le transformateur a aussi été modélisé en mode plan (Figure III-50). On obtient une meilleure représentation du circuit magnétique, mais les bobinages et l'écran de cuivre sont modélisés par des plans parallèles. Seule une demie partie aurait pu être étudiée compte tenu de la symétrie.

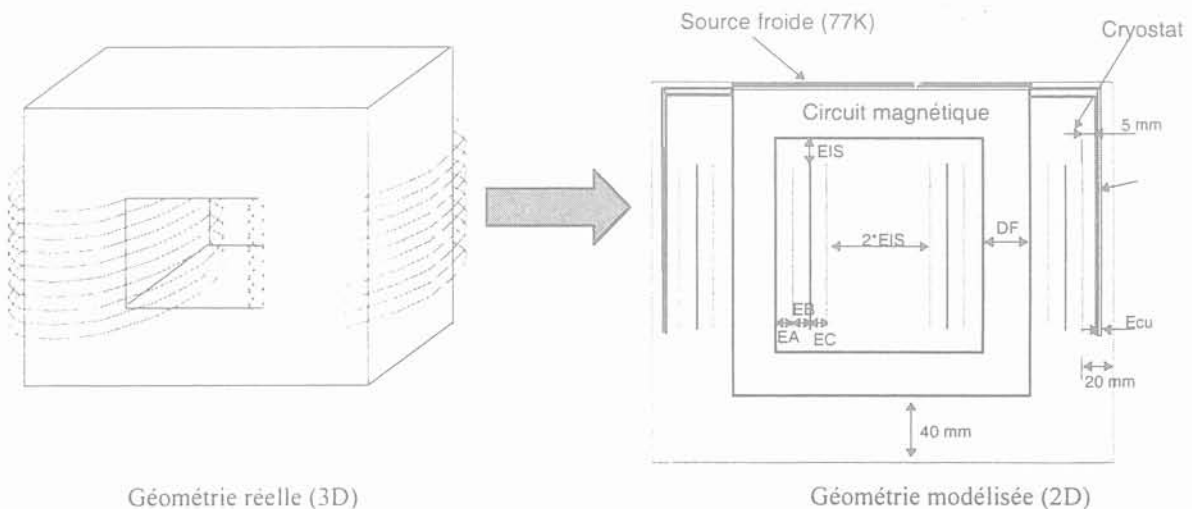


Figure III-50 : Géométrie du problème numérique plan

Profondeur du problème considérée = 1 m (unitaire)

Dimensions du problème :

EIS = 5 mm

DF = 115 mm

EA = 4 mm ; EB = 8 mm ; EC = 8 mm

Ecu = de 6 mm à 0.5 mm ; épaisseur de cuivre sous la source froide = 10 mm

Hauteur de la fenêtre = 175 mm

Largeur de la fenêtre = 60 mm

Hauteur du bobinage = 165 mm

III.4.1.b.i Thermique évolutif

La Figure III-51 représente la simulation, en régime thermique évolutif, obtenue au bout de 13040 secondes, soit environ 3 heures et 38 minutes. Les hypothèses de départ sont les mêmes que pour le problème axisymétrique ($T_{initial} = 300\text{ K}$ et à $t = 0\text{ s}$, on applique une température de 77 K au sommet du circuit magnétique).

La Figure III-52 représente les évolutions comparées de la température du point le plus chaud de la géométrie au cours du temps pour les simulations axisymétrique et plane. Les profils de descente se superposent et confirment le temps de descente aux alentours de 4 heures.

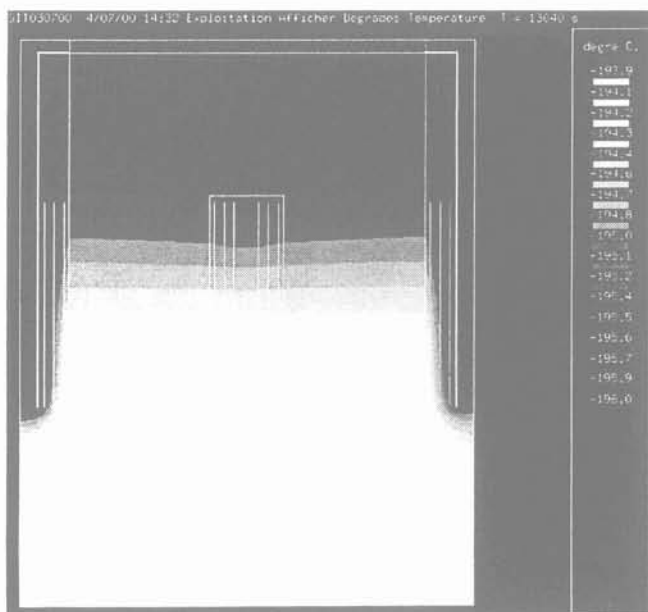


Figure III-51 : Descente en température

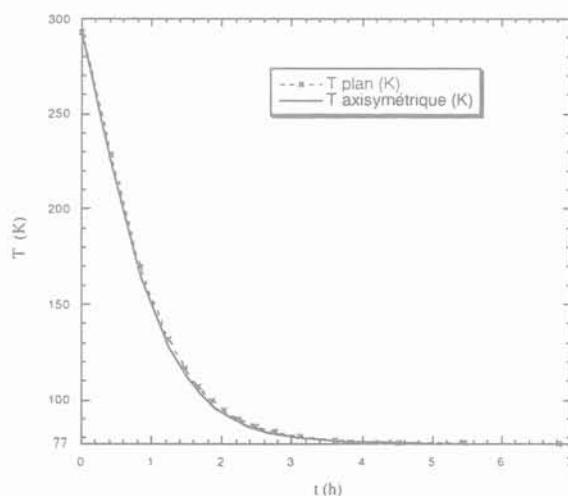


Figure III-52 : Evolution de la température du point la plus chaud de la géométrie au cours du temps, problème plan et axisymétrique

III.4.1.b.ii Thermique permanent

Les paramètres de simulation sont les mêmes que pour le problème axisymétrique :

- T initial = 77 K,
- source froide (77 K) appliquée au sommet du circuit magnétique,
- pertes fer = 5,37 kW/m³,
- pertes bobinages primaires = 10,8 kW/m³,
- pertes bobinages secondaires = 2,66 kW/m³.

La Figure III-53 montre comme précédemment un échauffement important au niveau des bobinages ($\Delta T = 7,2$ K) sans écran de cuivre. Un écran thermique améliore nettement le refroidissement et diminue l'échauffement au niveau des bobinages extérieurs (4,5 K / 7,2 K) (Figure III-54). La température donnée à l'intérieur de la fenêtre du transformateur ne reflète pas la réalité (voir paragraphe III.4.1.b.iii).

La Figure III-55 représente les variations comparées de température du point le plus chaud du bobinage en fonction de l'épaisseur de l'écran de cuivre obtenues lors des simulations axisymétrique et plane. Pour les deux simulations, la température au niveau des bobinages diminue rapidement jusqu'à une épaisseur de l'écran de 1,5 à 2 mm. Ensuite, dans les deux cas, pour une épaisseur de l'écran allant 2 à 6 mm, la diminution de température est bien moindre. Une différence de température de l'ordre de 0,2 K est observée entre les deux simulations lorsque l'épaisseur de l'écran augmente.

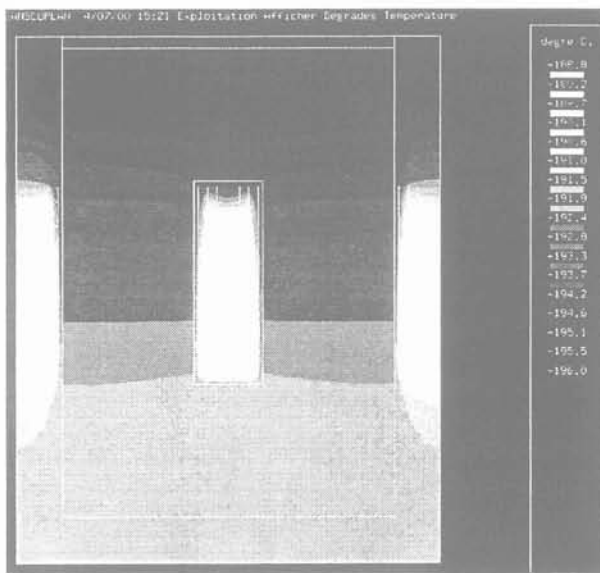


Figure III-53 : Régime permanent sans écran en cuivre (plan)

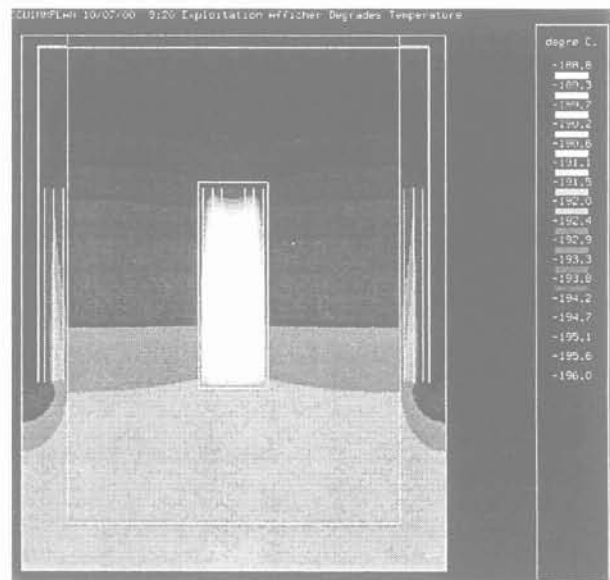


Figure III-54 : Régime permanent avec écran de cuivre de 1mm (plan)

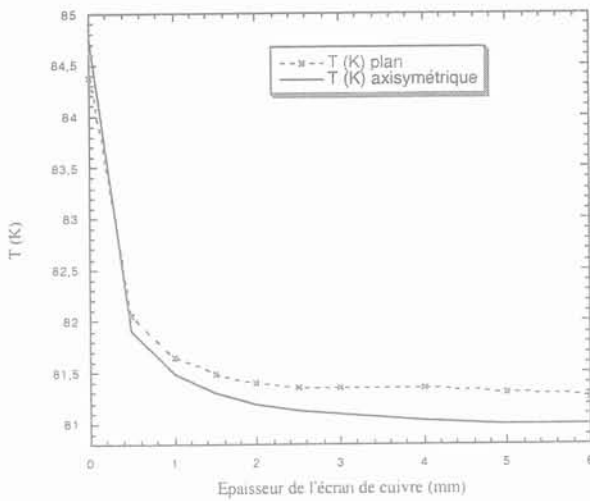


Figure III-55 : Température du point le plus chaud du bobinage (°C) en fonction de l'épaisseur de l'écran de cuivre (mm) problème axisymétrique et plan



Figure III-56 : Régime permanent avec écran de cuivre de 6 mm

Comme pour la simulation en axisymétrique, pour une épaisseur de l'écran de cuivre importante (6 mm), même si la température du point le plus chaud du bobinage ne diminue plus trop, on refroidit bien mieux une plus grande partie de conducteur (Figure III-56, Figure III-57, Figure III-58). Il s'agira donc là aussi de trouver un compromis entre l'épaisseur de l'écran, le niveau de perte accepté dans le cuivre et l'encombrement.

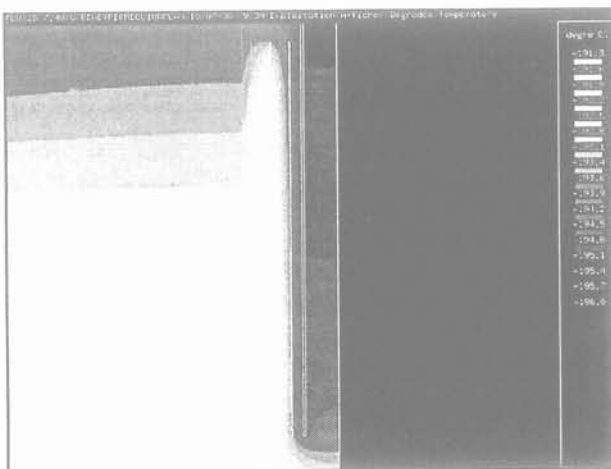


Figure III-57 : Régime permanent avec écran de cuivre de 1 mm
(Zoom sur les bobinages)

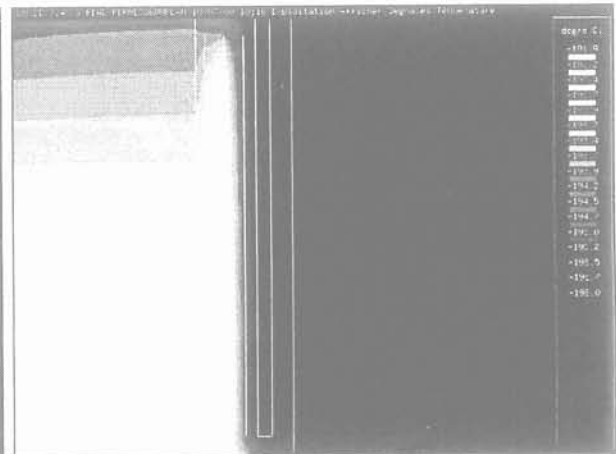


Figure III-58: Régime permanent avec écran de cuivre de 6 mm
(Zoom sur les bobinages)

III.4.1.b.iii La température à l'intérieur de la fenêtre du transformateur

En plan, l'élévation de température maximale est observée au niveau des bobinages situés dans la fenêtre du transformateur. Elle est de 7,2 K alors que celle des bobinages extérieurs n'est que de 4,5 K. Cependant on a simulé un problème plan de profondeur 1m ; la partie des bobinages située à l'intérieur de la fenêtre n'est pas couplée thermiquement avec la partie située à l'extérieur (Figure III-59). On peut calculer (Figure III-60), en fonction de la puissance volumique (P), la différence de température (ΔT) obtenue par conduction (K) entre la partie des bobinages supraconducteurs située à l'intérieure à la fenêtre (partie la moins bien refroidie) et la partie située à l'extérieur :

(eq. III-8)
$$\Delta T = \frac{P}{2k} L^2$$

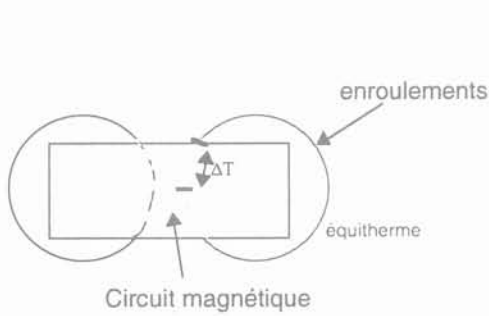


Figure III-59: Vue de dessus du transformateur

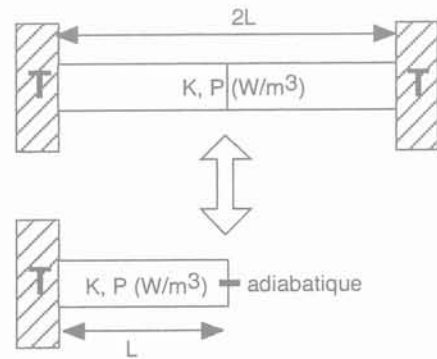


Figure III-60: Modèle

Appliqué à notre problème, on obtient pour un supraconducteur argent :

$$\begin{array}{l}
 k_{Ag} = 450 \text{ W/m/K} \\
 L = 0,065 \text{ m} \\
 P_{\max} = 10,8 \text{ kW/m}^3
 \end{array}
 \quad \longrightarrow \quad
 \Delta T = 0,05 \text{ K}$$

Cette différence de température faible montre que les bobinages seront pratiquement isothermes. Les températures à considérer se trouvent sur la partie des conducteurs située à l'extérieur de la fenêtre.

III.4.1.b.iv *Calcul théorique de l'élévation de température dans le circuit magnétique*

En appliquant la formule précédente :

$$\Delta T_{\text{fer}} = \frac{P_{\text{fer}}}{2k_{\text{fer}} h_{\text{fer}}} \quad \text{avec } P_{\text{fer}} = 5371 \text{ W/m}^3 ; k_{\text{fer}} = 106 \text{ W/m/K et } h_{\text{fer}} = 405 \text{ mm}$$

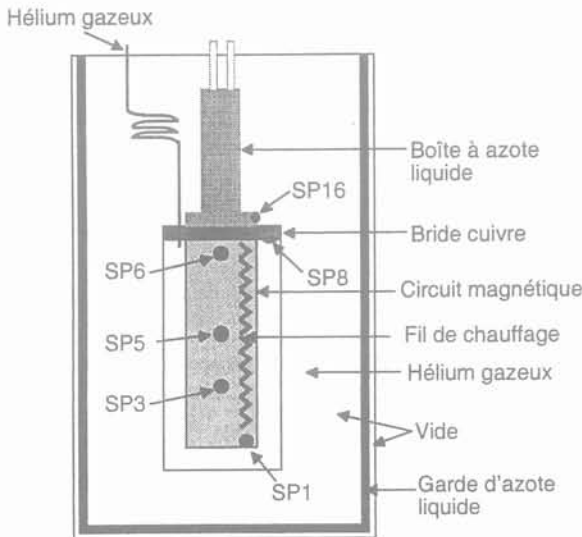
On trouve une différence de température de 4,2 K. Les simulations en régime permanent en mode plan donne une élévation de température de 4,5 K et celles en axisymétrique donne une élévation de 4,2 K. Ces valeurs sont en bon accord avec le calcul. La différence obtenue en mode plan s'explique par les apports supplémentaires d'énergie dus aux bobinages situés à l'intérieur de la fenêtre (la température à l'intérieur de la fenêtre du transformateur en mode plan est assez élevée).

III.4.1.c *Conclusion*

Les deux types de simulations donnent des résultats très proches qui s'accordent à quelques dixièmes de degrés près. Elles nous ont permis d'obtenir le temps de mise en froid, la répartition des températures en régime permanent ainsi que le gain apporté par un écran de cuivre. La mise en place d'une expérimentation a permis de confirmer et compléter les simulations, notamment de déterminer la résistance de contact entre le tube pulsé et le circuit magnétique.

III.4.2 L'expérimentation

Le schéma de principe de l'expérimentation est représenté par la Figure III-61. la Figure III-62, montre le dispositif expérimental. Le serpentin servant à amener l'hélium se trouve derrière le récipient d'azote et n'apparaît pas sur la figure.



SP* = Sonde de température (platine)

Figure III-61: Schéma de principe de l'expérimentation

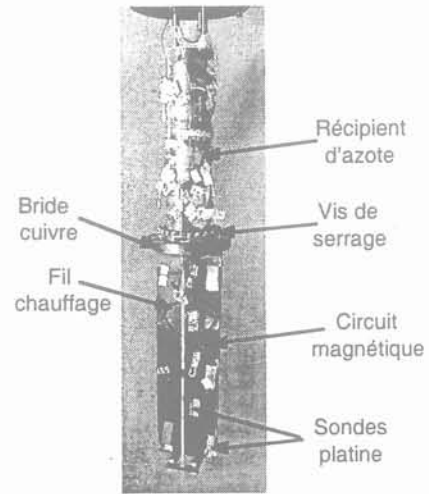


Figure III-62 : Dispositif expérimental sans l'enceinte hélium et le cryostat

Une enceinte d'azote liquide en cuivre simule le tube pulsé. Elle est fixée par 23 vis sur une plaque en cuivre sous laquelle est collée une colonne du circuit magnétique (dimensions réelles dans le plan mais seulement 5 mm de profondeur). Le circuit magnétique est placé dans une enceinte isolée dans laquelle se trouve de l'hélium gazeux à la pression atmosphérique. L'enceinte d'hélium est placée dans un cryostat comportant une garde d'azote liquide. Le vide dans le cryostat supprime les apports thermiques par conduction tandis que la garde d'azote liquide supprime les pertes par rayonnement sur l'enceinte.

III.4.2.a Mise en froid

La Figure III-63 représente la descente en température. Le temps nécessaire pour se stabiliser vers 77 K est d'environ 4 heures. Les différentes sondes (SP1, SP3, SP5, SP6 et SP8) sont repérées sur la Figure III-61.

Ce résultat confirme le temps de descente obtenu par les simulations numériques.

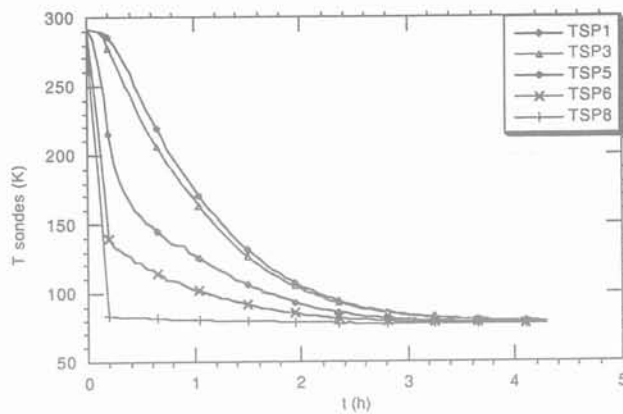


Figure III-63 : Descente en température

III.4.2.b Régime permanent, détermination des résistances thermiques

Pour simuler les pertes fer et afin de déterminer la résistance thermique au niveau du contact boîte à azote, plaque en cuivre, une résistance (fil de constantan) a été collée sur le circuit magnétique (Figure III-61).

La Figure III-64 montre l'influence du chauffage sur les écarts de températures. Les chutes de température observées sur les sondes 8 et 16 placées directement sur le cuivre (réceptier à azote et bride en cuivre) sont expliquées à la fin de ce paragraphe.

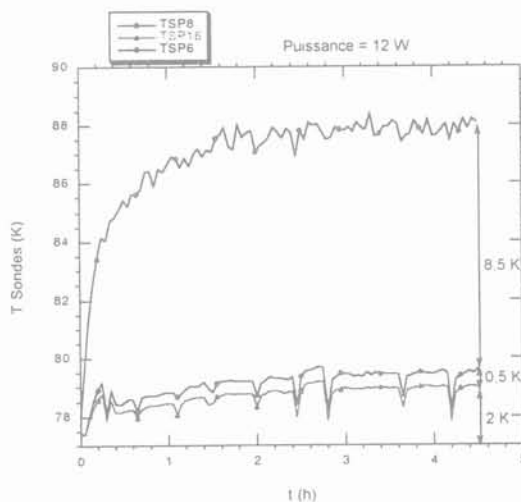


Figure III-64 : Chauffage à 12 watts

Le rapport de l'élévation de température sur la puissance nous donne la résistance thermique.

eq. III-9

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{P}$$

La résistance thermique du contact cuivre - cuivre (entre les sondes SP8 et SP16) est de 0,042 K/W. Le refroidissement du circuit magnétique plongé dans l'hélium gazeux par un tube pulsé est donc envisageable (pour 50 Watts dissipés la température s'élèvera de $\Delta T = 2,1$ K).

La résistance du collage (entre les sondes 6 et 8) de 0,71 K/W, est élevée mais pas représentative de la réalité puisque la section de fer du circuit magnétique final sera 58 fois plus forte. En considérant ce facteur, la résistance de collage n'est plus que de 0,0124 K/W soit une élévation de 0,62 K pour 50 W dissipés dans le fer.

On remarque une différence de température de 2 K (sonde 16) entre le bain d'azote et le fond en cuivre directement en contact (Figure III-66). Cet écart provient des échanges thermiques entre l'azote et l'enceinte en cuivre (Figure III-65, [20]). Le flux de chaleur pour notre expérience est de 0,24 W/cm² ce qui correspond effectivement à une élévation de température d'environ 2 K selon cette référence.

Les chutes de température observées sur les sondes 8 et 16 (Figure III-64) se produisent donc lors du remplissage du récipient d'azote liquide. A cet instant, les échanges thermiques entre le bain d'azote et la paroi en cuivre du récipient sont améliorés par le mouvement du fluide entraînant ainsi une baisse de température.

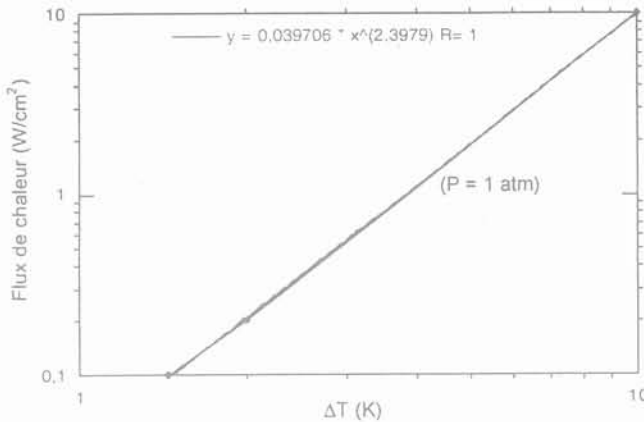


Figure III-65 : Relation entre flux thermique et l'écart de température pour l'azote [20]

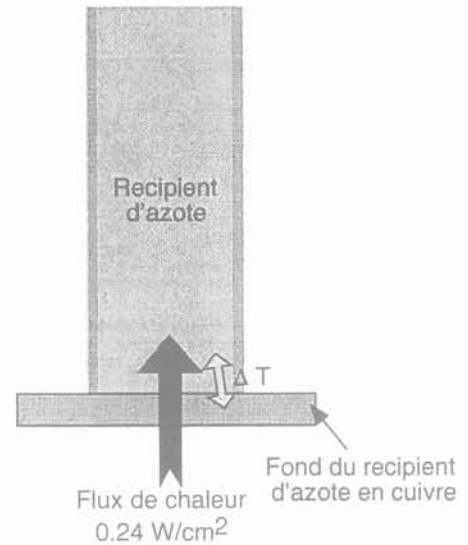


Figure III-66 : Récipient d'azote liquide

La résistance thermique du fond de l'enceinte d'azote en cuivre ($e_{Cu} = 20$ mm) est en effet très faible : 4 m K/W

Pour le transformateur de READY, l'élévation de température dans la bride support sera de 0,2 K à la puissance nominale.

III.4.2.c Conclusion

Le temps de mise en froid expérimental de 4 heures confirme les simulations. La résistance thermique la plus élevée est celle du contact vissé cuivre - cuivre entre le tube pulsé et la bride en cuivre. Cependant, cette dernière reste très acceptable puisque pour 50 W dissipés l'élévation de température sera de l'ordre de 2 K. A priori, la résistance thermique du collage devrait être très faible, mais reste à être vérifiée.

III.4.3 Conclusions

Sur le plan thermique, une série de simulations dont les résultats ont été confirmés et complétés par une étude expérimentale ont permis d'établir qu'il est possible de refroidir le transformateur, plongé dans l'hélium gazeux, par un tube pulsé.

Le temps de mise en froid se situera autour de 4 heures. En régime de fonctionnement nominal, l'élévation de température au niveau des bobinages sera d'environ seulement 4 K grâce à l'ajout au plus près des bobinages d'un écran de cuivre directement raccordé à la source froide permettant d'améliorer le refroidissement.

Cependant la possibilité de refroidir le transformateur par de l'azote liquide sous refroidi (65 K) est conservée au cas où le refroidissement par hélium gazeux ne serait pas assez efficace (problèmes de "hot spots" sur le fil supraconducteur).

III.5 Le cryoréfrigérateur

Dans cette partie sera exposé rapidement le principe de fonctionnement du tube pulsé développé par l'Air Liquide pour refroidir le transformateur. Il est important de connaître la puissance du tube pulsé en fonction de sa température froide car cette caractéristique définit la température de fonctionnement du transformateur. De plus la connaissance des dimensions du tube pulsé et de sa partie froide ont permis de dimensionner le cryostat et l'interface froide / bride en cuivre.

III.5.1 Principe de fonctionnement

La Figure III-67 donne une vue d'ensemble du tube pulsé. Le système est composé d'un générateur de pression (compresseur), d'un échangeur chaud et d'un échangeur froid relié d'une part par un régénérateur (ensemble de grilles mises en parallèle), d'autre part par un tube. Enfin le système est composé d'un volume tampon et de vannes V1 et V2 servant à régler le déphasage entre l'onde de pression et le débit.

Lors du fonctionnement, il existe un gradient de température dans le régénérateur (Figure III-68). Le régénérateur joue le rôle d'éponge thermique : il stocke et libère alternativement de la chaleur pour permettre au gaz préalablement comprimé de se refroidir. On peut ainsi détendre du gaz pré-refroidi et atteindre des températures cryogéniques avec de faibles variations de pression (12 à 20 bars)

Pour que le système fonctionne correctement il faut que l'onde de pression et le débit soit en phase dans le régénérateur. Pour satisfaire cette condition, il faut jouer sur les réglages des deux orifices V1 et V2. Le gaz va se détendre dans le tube, qui sert également à isoler thermiquement l'échangeur chaud du tube et les vannes V1 et V2 de l'échangeur froid.

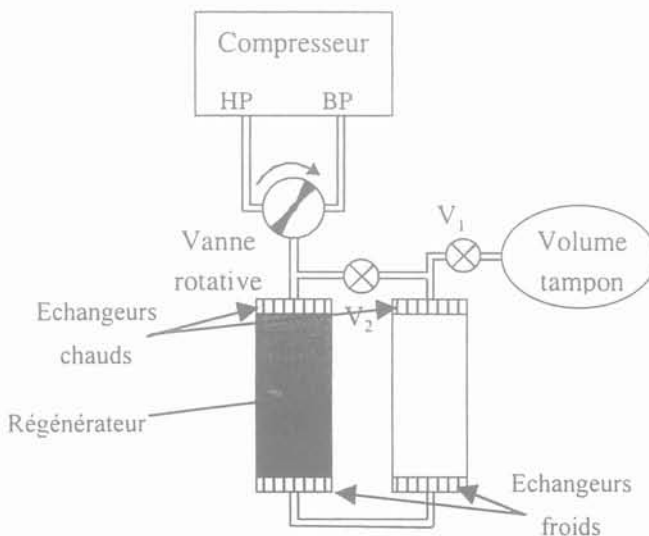


Figure III-67 : Vue d'ensemble du tube pulsé

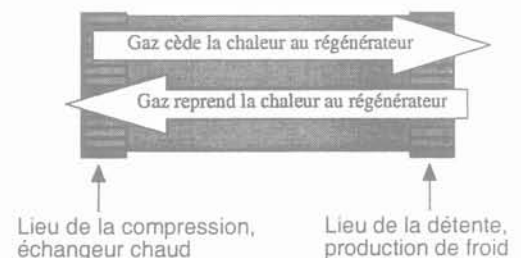


Figure III-68 : Le régénérateur

Dans le cadre de READY, les éléments composant le tube pulsé n'ont pas tout à fait la disposition de la Figure III-67. En effet, le régénérateur et le tube sont constitués par deux tubes concentriques. Le régénérateur se trouve donc autour du tube. Le tube pulsé du projet est représenté Figure III-69. La hauteur totale est de 310 mm, la hauteur de l'ensemble échangeur froid, tube est de 238 mm. Le diamètre de l'échangeur froid est de 160 mm et sera fixé par 20 vis M6 sur la bride en cuivre disposé au sommet du circuit magnétique. Une caractéristique importante qui sera prise en compte pour la réalisation de la structure supportant le transformateur raccordé au tube pulsé est le fait qu'aucun effort latéral ou de torsion ne doit être appliqué sur le tube pulsé les parois du tube étant très fines (1mm).

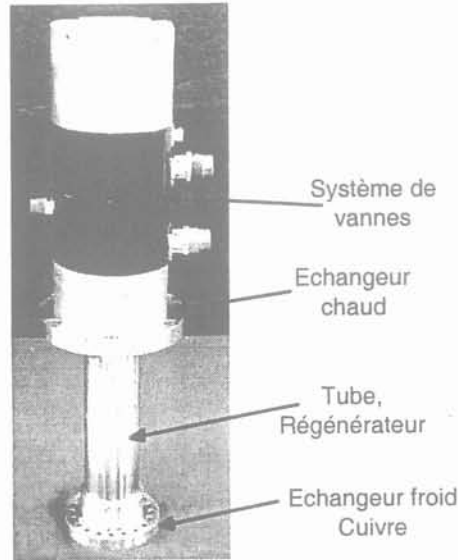


Figure III-69 : Tube pulsé du projet READY

III.5.2 Caractéristiques

Les performances en réfrigération du tube pulsé de READY sont données par la Figure III-75, soit :

65 W à 50 K ; 75 W à 65 K ; 85 W à 77 K

Pour notre type de transformateur de petite puissance, ce type de refroidissement par tube pulsé convient. En ce qui concerne les transformateurs à venir de taille plus importante (plusieurs MVA) ayant des pertes plus importantes, ils seront refroidis par des cryoréfrigérateurs à turbines suivant un cycle proche de celui de Brayton.

A partir de la caractéristique du tube pulsé de READY (Figure III-75), il est possible de déterminer la température de fonctionnement du transformateur.

III.6 Influence de la température et alimentation sous tension réduite

III.6.1 Évolution des pertes en fonction de la température

La température de fonctionnement du transformateur a peu d'influence sur les pertes fer (Figure III-12). Les pertes supraconductrices évoluent en fonction de la température car elles sont proportionnelles à la densité de courant critique [Carr] qui croit quand la température baisse. Il faut tenir compte lors des calculs, du fait que l'augmentation du courant critique du fil supraconducteur augmente la valeur du champ de pénétration, ce qui conduit à ce que certaines couches des enroulements ne soient plus en pénétrations complète sous champ longitudinal.

III.6.1.a Dans les enroulements supraconducteurs

L'expression de la densité de courant d'un conducteur déposé YBaCuO en fonction de la température (T) et de l'induction magnétique (B) peut être donnée en première approximation par :

$$\text{eq. III-10} \quad J_c^Y(T, B) = J_c(T, 0) e^{\frac{-B}{B_0(T)}}$$

$$\text{où} \quad J_c(T, 0) = J_0 \left(1 - \frac{T}{T_c} \right) \text{ et } B_0(T) = B_0 \left(1 - \frac{T}{T_c} \right)$$

Pour le conducteur de READY : $J_0 = 12,27 \times 10^6 \text{ A/cm}^2$; $B_0 = 10 \text{ T}$

L'évolution de la densité de courant d'un ruban PIT Bi₂₂₂₃ peut être approximée par un polynôme :

$$\text{eq. III-11} \quad J_c^{Bi}(T, 0) = J_c(77, 0) \left[7,4651 - 0,1299T + 0,0006T^2 \right]$$

Afin de limiter la complexité de l'étude, on ne prend pas en compte l'anisotropie de J_c en fonction du champ. Les relations précédentes sont censées correspondre à une moyenne entre les dépendances obtenues pour l'induction (B) parallèle aux plans ab et l'induction (B) parallèle à l'axe c.

La Figure III-70 donne les évolutions en fonction de la température des densités de courants critiques des conducteurs du transformateur. La Figure III-71 donne les évolutions en fonction de la température des pertes AC des bobinages primaires et secondaires du transformateur de READY optimisés ou pas.

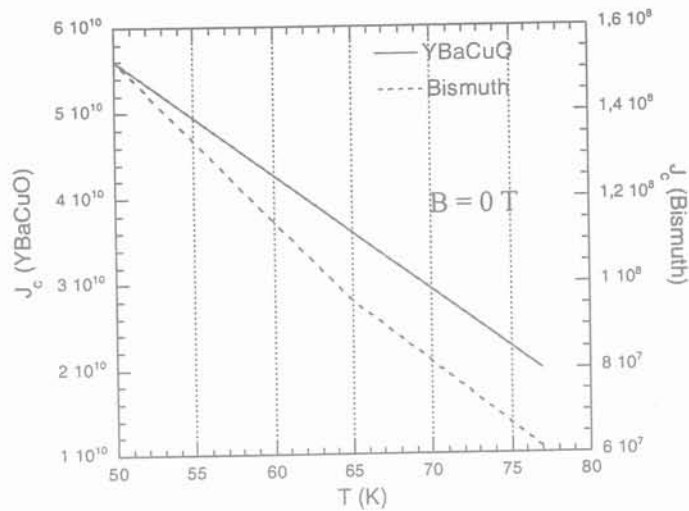


Figure III-70 : Densité de courant critique pour un fil PIT et un fil YBCO en fonction de la température à B = 0 T.

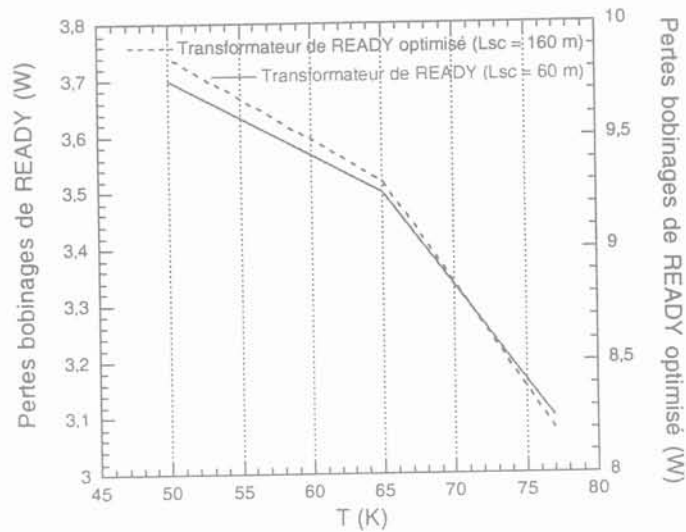


Figure III-71 : Pertes AC des bobinages du transformateur de READY et du transformateur optimisé en fonction de la température.

III.6.1.b Dans une amenée de courant en laiton entre 50 et 300 K

Les pertes dans une amenée de courant optimisée en laiton sont données par les formules reportées Tableau III-7 pour un certain rapport $(I \cdot L / S)$ optimal :

$$\left(\frac{I \times L}{S} \right)_{\text{optimisé}} = \sqrt{\frac{2}{\rho} \int_{T_0}^{T_c} k_{(T)} dT}$$

La Figure III-72 donne l'évolution, en fonction de la température et du régime de fonctionnement, des pertes dans les amenées de courant optimisées en laiton du transformateur de READY.

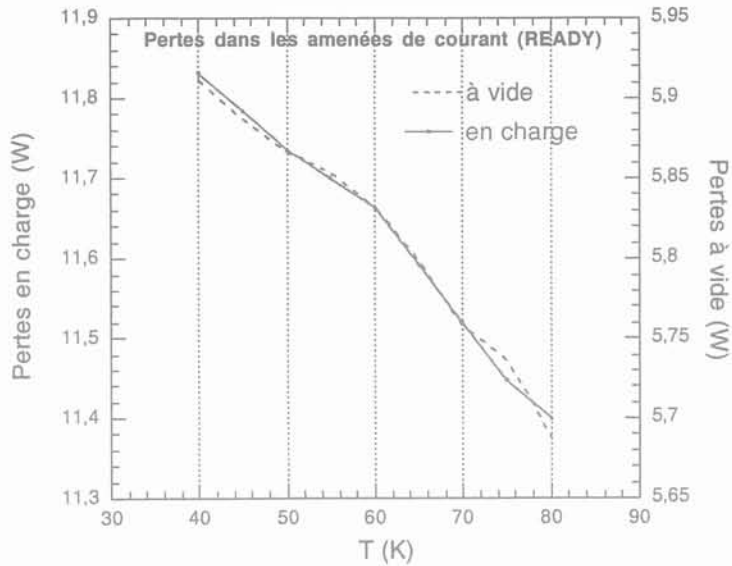


Figure III-72 : Pertes dans les amenées de courant optimisées en laiton du transformateur de READY en fonction de la température et du régime de fonctionnement.

En charge, L'augmentation des pertes des amenées de courant due au passage de 77 K à 50 K est de l'ordre de 3% soit une augmentation des pertes de 0,3 W.

A vide, l'augmentation des pertes et du même ordre de grandeur quand on passe de 77 K à 50 K soit 3 % ce qui correspond à une augmentation des pertes de 0,2 W.

A partir des évolutions en fonction de la température des pertes du transformateur et de la puissance du tube pulsé, il est possible de déterminer le point de fonctionnement.

A 50 K la puissance froide du tube pulsé n'est plus que de 65 W. Les pertes de l'ensemble du transformateur en charge à cette température sont de 66,5 Watts sans prendre en considération les pertes du cryostat. C'est pourquoi on ne pourra pas atteindre dans cette configuration les 50 K.

Comme les pertes fer constituent la principale contribution aux pertes totales, pour atteindre des températures de fonctionnement plus basses, il suffit de réduire la tension d'alimentation pour diminuer l'induction et donc les pertes fer.

III.6.2 Alimentation sous tension réduite

La Figure III-73 donne le cablage des bobinages du transformateur.

Si on diminue la tension d'alimentation du transformateur tout en gardant les courants dans les bobinages égaux aux courants nominaux (20 A_{eff} et 100 A_{eff}), on diminue de ce fait les pertes fer et donc les pertes totales du transformateur. Par contre, on fonctionne à puissance réduite.

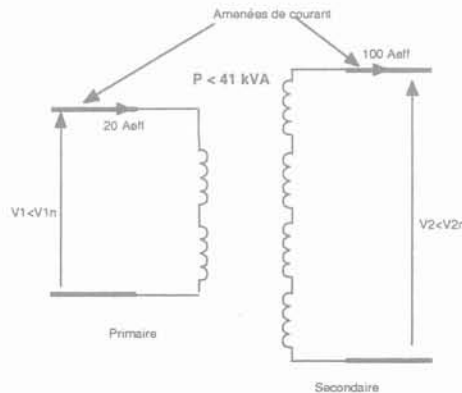


Figure III-73 : Schéma d'alimentation du transformateur sous tension réduite et à puissance réduite

III.6.2.a Pertes totales du transformateur en fonction de la tension d'alimentation (alimentation à puissance réduite)

Les pertes fer pour la maquette de notre circuit magnétique (Tôles Fe-Si scratchées) sont déduites des essais réalisés paragraphe III.3.1.d.

En faisant varier la tension secondaire de 100 à 410 V mais en considérant un courant, dans les bobinages, égal au courant nominal (100 A_{eff} secondaire et 20 A_{eff} primaire), on calcule les pertes totales du transformateur (sans les pertes du cryostat) (Figure III-74). Les pertes supraconductrices et les pertes dans les amenées de courants restent inchangées quand la tension évolue.

On peut en déduire l'évolution de l'écart de température entre le point le plus chaud du transformateur (bobinage) et la source froide (tube pulsé) en fonction de la tension (Figure III-74). On considère les amenées de courant dimensionnées pour les courants nominaux (20 A et 100 A). Ces écarts sont calculés à partir des résistances thermiques des différentes parties du montage ($R_{cu-cu} = 0,042$ K/W ; $R_{Cu} = 4,06 \cdot 10^{-3}$ K/W ; $R_{collage} = 0,0124$ K/W). L'élévation de température au niveau des bobinages (pertes des fils supraconducteurs) 4,5 K (voir simulations) est supposée constante car le même courant circule toujours dans les fils.

Les pertes totales décroissent rapidement quand la tension diminue. Pour des tensions très basses, les pertes diminuent moins rapidement car elles proviennent alors principalement des bobinages (pertes AC et amenées de courant).

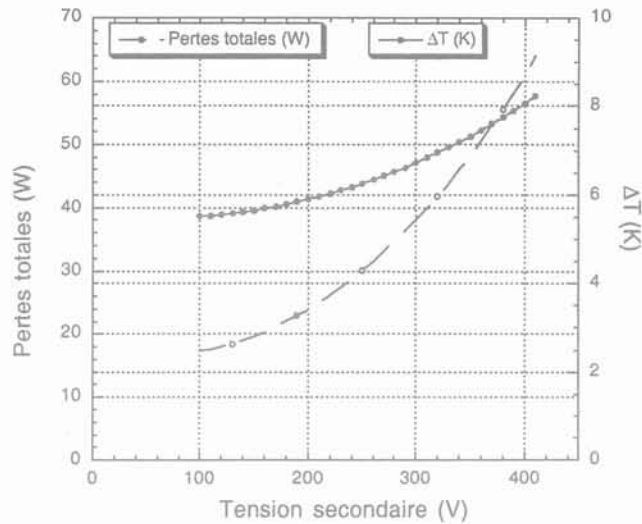


Figure III-74 : Pertes du transformateur READY (courant nominal) à 77 K et élévation de température des bobinages en fonction de la tension secondaire (connexion des bobinages en série et pertes du cryostat exclues)

Les pertes totales du transformateur (pertes fer + pertes des bobinages + pertes amenées de courant + pertes cryostat) ont été calculées sous différentes tensions d'alimentations et à différentes températures. Pour les pertes du cryostat, nous avons considéré deux valeurs indépendantes de la température :

Cryostat faibles pertes : 5 W

Cryostat normal : 10 W

Les résultats détaillés obtenus sont reportés dans les tableaux suivant :

- Le Tableau III-13 donne les pertes totales du transformateur lorsqu'il est alimenté sous tension nominale. La puissance est alors de 41 kVA.

	77 K		65 K		50 K	
Circuit magnétique	50 W (valeur estimée)		50.5 (valeur estimée)		51 (valeur estimée)	
Pertes AC totales	3,1 W (cal)		3,5 W (cal)		3,7 W (cal)	
- Bobinages primaires	3 W					
- Bobinages secondaires	0,1 W					
Pertes totales amenées de courant	≈ 11,4 W		161 11,6 W		162 11,75 W	
- Amenées primaires	1,9 W					
- Amenées secondaires	9,5 W					
Pertes cryostat (W)	5	10	5	10	5	10
Pertes totales (W)	69,5	74,5	70,6	75,6	71,4	76,4

Tableau III-13 : Pertes totales du transformateur pour une tension d'alimentation de 410 V (P = 41 kVA)

- Le Tableau III-14 donne les pertes totales du transformateur lorsqu'il est alimenté sous 340 Volts. La puissance est alors de 34 kVA.

	77 K		65 K		50 K	
Circuit magnétique	32 W (valeur estimée)		32.3 (valeur estimée)		32.6 (valeur estimée)	
Pertes AC totales	3,1 W (cal)		3,5 W (cal)		3,7 W (cal)	
- Bobinages primaires	3 W					
- Bobinages secondaires	0,1 W					
Pertes totales amenées de courant	≈ 11,4 W		163 11,6 W		164 11,75 W	
- Amenées primaires	1,9 W					
- Amenées secondaires	9,5 W					
Pertes cryostat (W)	5	10	5	10	5	10
Pertes totales (W)	51,5	56,5	52,4	57,4	53	58

Tableau III-14 : Pertes totales du transformateur pour une tension d'alimentation de 340 V (P = 34 kVA)

- Le Tableau III-15 donne les pertes totales du transformateur lorsqu'il est alimenté sous 270 Volts. La puissance est alors de 27 kVA.

	77 K		65 K		50 K	
Circuit magnétique	19.1 W (valeur estimée)		19.3 (valeur estimée)		19.5 (valeur estimée)	
Pertes AC totales	3,1 W (cal)		3,5 W (cal)		3,7 W (cal)	
- Bobinages primaires	3 W					
- Bobinages secondaires	0,1 W					
Pertes totales amenées de courant	≈ 11,4 W		165 11,6 W		166 11,75 W	
- Amenées primaires	1,9 W					
- Amenées secondaires	9,5 W					
Pertes cryostat (W)	5	10	5	10	5	10
Pertes totales (W)	38,6	43,6	39,4	44,4	40	45

Tableau III-15 : Pertes totales du transformateur pour une tension d'alimentation de 270 V (P = 27 kVA)

- Le Tableau III-16 donne les pertes totales du transformateur lorsqu'il est alimenté sous 205 Volts. La puissance est alors de 20,5 kVA.

	77 K		65 K		50 K	
Circuit magnétique	10.5 W (valeur estimée)		10.6 (valeur estimée)		10.7 (valeur estimée)	
Pertes AC totales	3,1 W (cal)		3,5 W (cal)		3,7 W (cal)	
- Bobinage primaire	3 W					
- Bobinage secondaire	0,1 W					
Pertes totales amenées de courant	= 11,4 W		167 11,6 W		168 11,75 W	
- Amenées primaires	1,9 W					
- Amenées secondaires	9,5 W					
Pertes cryostat (W)	5	10	5	10	5	10
Pertes totales (W)	30	35	30,7	35,7	31,15	36,15

Tableau III-16 : Pertes totales du transformateur pour une tension d'alimentation de 205 V (P = 20,5 kVA)

Ces résultats sont comparés à la puissance froide du tube pulsé sur les figures suivantes.

Sur la Figure III-75 (1) et (2) on remarque qu'à la puissance nominale (41 kVA), on pourra descendre difficilement en dessous de 60 K. Sous tension et puissance réduite, on devrait pouvoir facilement refroidir à 50 K, objectif fixé par le cahier des charges.

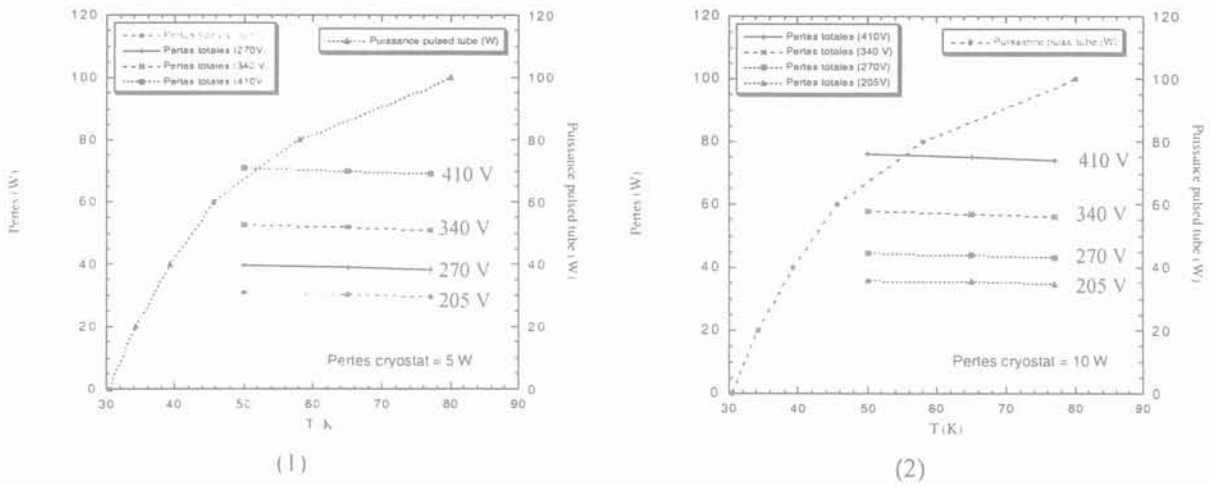


Figure III-75 : Perte et puissance froide en fonction de la température à puissances variables (20,5 à 41 kVA) avec pertes cryostat de 5 W (1) ou pertes cryostats de 10 W (2)

Une fois à basse température, on peut envisager de tester le ruban secondaire sous plus forte intensité. Au cas où le conducteur primaire ne pourrait pas suivre (limitation par le champ magnétique) on peut réduire le nombre de spires au secondaire ($N_1 I_1 = N_2 I_2$). Pour pouvoir réaliser cette opération il faut remonter quelques amenées de courant supplémentaires au secondaire (Figure III-76). Ces amenées de courant pourront être déconnectées pour ne pas apporter de pertes par conduction en cas de non utilisation. De plus si un bobinage rencontre des problèmes, cette solution permettra facilement de s'affranchir de ce bobinage.

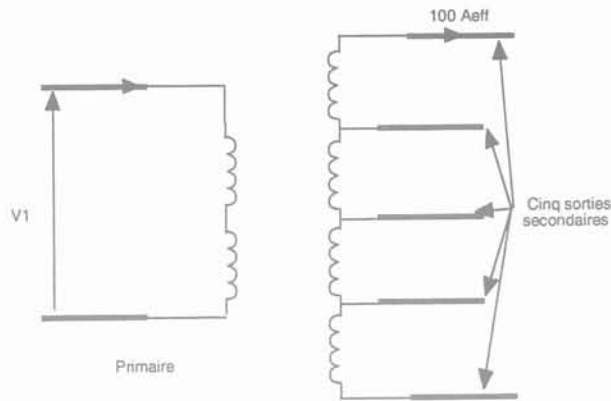


Figure III-76 : Transformateur de READY avec cinq sorties au secondaire

III.6.2.b Calcul de la longueur idéale des amenées de courant (READY).

La densité de courant (J) admissible dans le laiton est de 3 A/mm^2

Au secondaire :

- On calcule pour un courant (I) de $100 \text{ A}_{\text{eff}}$ qui circule dans l'amenée.

$S = I/J = 33 \text{ mm}^2$ donc le diamètre d'une amenée en laiton au secondaire sera de 7 mm ($S = 38,5 \text{ mm}^2$).

Pour une amenée en laiton optimisé le rapport $IL/S = 7 \cdot 10^5 \text{ A/m}$ donc $L =$ longueur idéale de l'amenée au secondaire $\approx 27 \text{ cm}$

Au primaire :

- On calcule pour un courant (I) de $20 \text{ A}_{\text{eff}}$ qui circule dans l'amenée.

$S = I/J = 6,6 \text{ mm}^2$ donc le diamètre d'une amenée en laiton au primaire sera de 3 mm ($S = 7 \text{ mm}^2$).

Pour une amenée en laiton optimisé le rapport $IL/S = 7 \cdot 10^5 \text{ A/m}$ donc $L =$ longueur idéale de l'amenée au primaire $\approx 24,5 \text{ cm}$

III.7 Dessins de l'ensemble de la structure

Le transformateur du projet est dimensionné sur les plans électromagnétiques et thermiques. Il faut aussi dimensionner le cryostat. Une des principales contraintes est de ne faire subir aucun effort de torsion ou de flexion au tube pulsé. Par ailleurs, les pertes thermiques doivent être faibles.

Une attention particulière doit être prise pour les problèmes de contractions différentielles. En effet lors du passage de 300 à 77 K les matériaux se contractent différemment, il est donc nécessaire de placer des soufflets permettant d'encaisser ces contractions différentielles. Le Tableau III-17 donne à titre d'exemple les contractions lors d'un refroidissement de 300 à 77 K calculé à partir d'abaques de différents matériaux qu'on retrouve sur le transformateur.

Matériaux	Longueur (mm)	Contraction pour un refroidissement de 300 K à 77 K (mm)
Fibre de verre	500	1,32
Inox		1,43
Cuivre		1,57

Tableau III-17 : Exemple de contraction de différents matériaux lors du refroidissement de 300 à 77 K

Ces différences de contractions de quelques dixièmes de millimètres induisent des contraintes qui dans notre cas peuvent augmenter les pertes fer, détériorer le collage, endommager le tube pulsé, etc....

III.7.1 Description de la structure

La Figure III-77 donne le schéma général de la structure retenue. L'ensemble solidaire, transformateur - tube pulsé, est supporté par un cylindre fibre de verre vissé d'une part à la bride supérieure et d'autre part à la bride en cuivre. Le tube pulsé, ne devant subir aucune contrainte, est laissé "libre" et est fixé à la bride supérieure simplement par un soufflet très souple. La tête froide du tube pulsé est fixée par 20 vis M6 sur la bride en cuivre. Un support en fibre de verre permet le maintien du circuit magnétique collé sous la bride cuivre. Les contractions différentielles entre le circuit magnétique et le support fibre de verre seront encaissées par des rondelles coniques de type "belleville".

L'enceinte intérieure en inox contient le transformateur ainsi que l'azote liquide ou l'hélium gazeux selon le mode de refroidissement. Elle est fixée à la bride en cuivre servant de liaison thermique entre le tube pulsé et le transformateur et l'étanchéité est assurée par un joint indium. Elle est dimensionnée pour recevoir les flasques qui permettent le maintien du circuit magnétique assemblé.

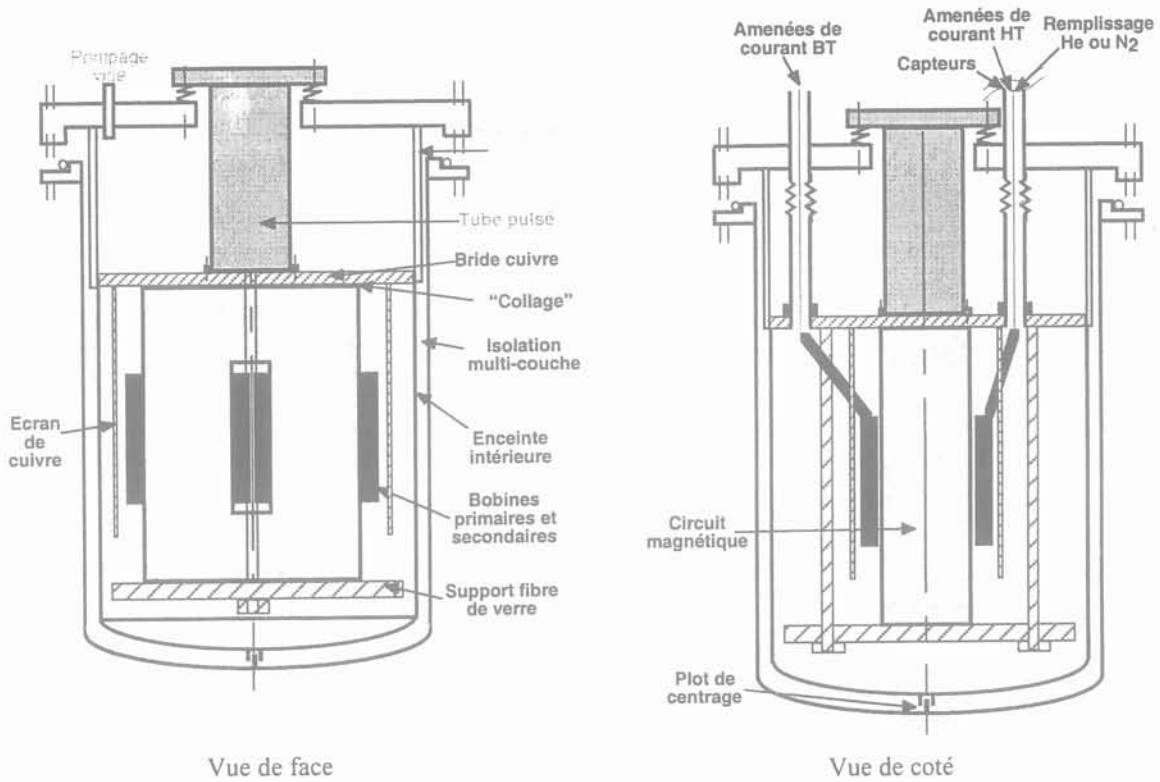


Figure III-77 : Schéma général de l'ensemble cryostat + tube pulsé + transformateur

Pour limiter au maximum le risque de fuite entre le vide d'isolation et l'enceinte intérieure, seuls deux tubes sont reliés à l'extérieur. Ces tubes regroupent les amenées de courant, les différents capteurs (tension, température), le remplissage en azote ou en hélium de l'enceinte intérieure, et enfin, en cas de transition, une sortie directe pour limiter la montée en pression dans l'enceinte.

Pour limiter les pertes par rayonnement des couches de super-isolant sont placées autour de l'enceinte intérieure dans le vide d'isolation. L'écran de cuivre qui permet de refroidir les bobinages est réalisé par des fils de cuivre collés sur un cylindre fibre de verre vissé sous la bride en cuivre.

Les fonds des enceintes intérieures et extérieures sont bombés ce qui permet de réduire l'épaisseur des parois sans nuire à la solidité entraînant par conséquent un gain en poids et en coût. Pour éviter tout balancement de l'enceinte intérieure, un plot de centrage est disposé au centre du fond bombé.

III.7.2 Les tubes de liaison avec l'extérieur

Ces tubes soudés à la bride supérieure sont vissés sur la bride en cuivre, l'étanchéité étant assurée par un joint indium (Figure III-78). Un raccord de type Leybold permet l'accès aux amenées de courant pour réaliser les couplages désirés.

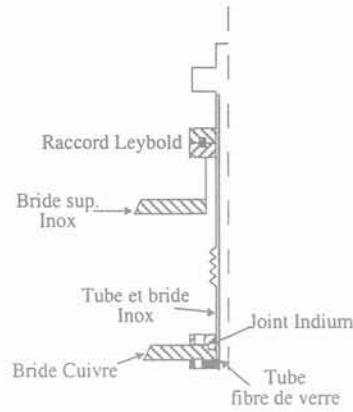
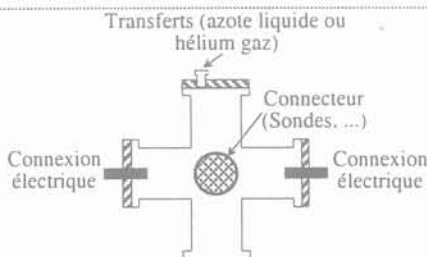
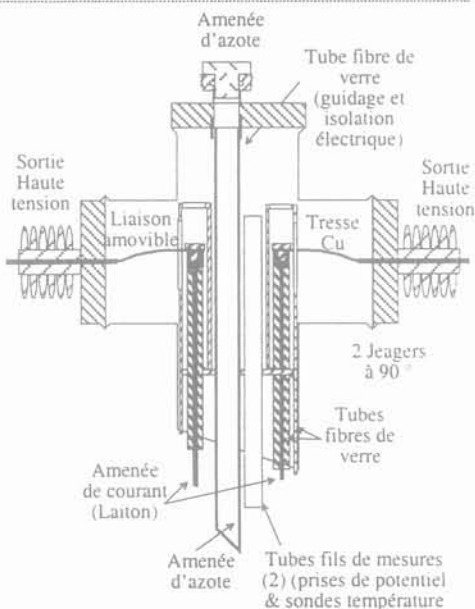
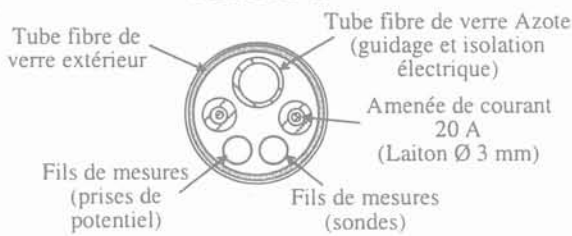


Figure III-78 : représentation schématique des tubes de liaison avec l'extérieur

Un des tubes contiendra les deux amenées haute tension, les deux tubes pour les prises de mesure et le tube de remplissage du fluide de refroidissement. L'autre tube servira uniquement aux cinq amenées basse tension (Figure III-79).

Tube Haute Tension



Tube Basse Tension

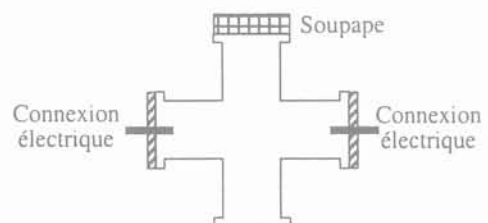
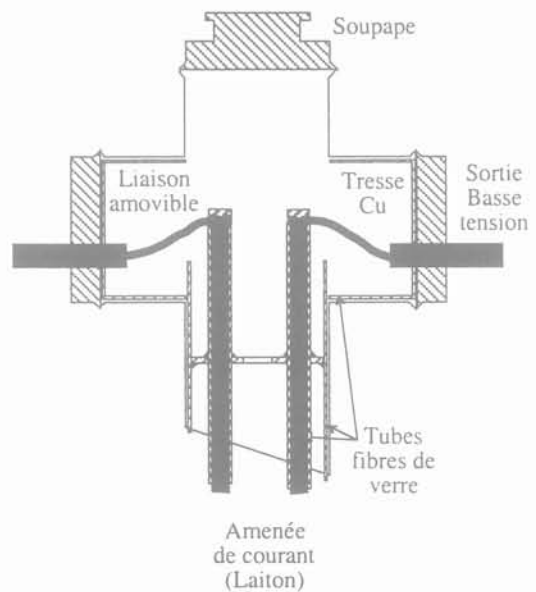
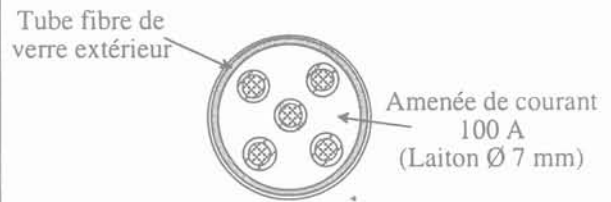


Figure III-79 : Tube haute et basse tension, disposition des éléments

Chaque amenée est isolée par un tube fibre de verre, fixé sous la bride en cuivre (Figure III-78). Côté basse tension, cinq amenées sont remontées pour pouvoir effectuer les couplages désirés (test à une intensité plus élevée, court-circuit d'un bobinage secondaire défectueux), une soupape de sécurité permet l'évacuation du gaz en cas de transition. Coté haute tension, on remonte seulement deux amenées, deux tubes serviront au passage des fils de mesure, et un tube servira au guidage du remplissage du fluide réfrigérant. Côté haute tension, une attention particulière doit être prise pour l'isolation. En plus des tubes en fibre de verre qui entourent chaque amenée, une sorte de capuchon du même matériau déposé sur les amenées complète l'isolation.

La hauteur entre la bride en cuivre et la bride supérieure est fixée par la hauteur du tube pulsé moins la hauteur du soufflet.

III.7.3 Les pertes du cryostat

Une des sources principales de pertes du cryostat provient des deux tubes de liaison avec l'extérieur en inox. Pour diminuer au maximum ces pertes, il faut réduire l'épaisseur des tubes et augmenter le chemin thermique. Pour augmenter ce dernier, l'espace entre la bride supérieure en inox et la bride en cuivre étant fixe, on peut imaginer 3 tubes les uns dans les autres soudés bout à bout, permettant d'allonger le chemin thermique d'un facteur deux assez facilement. Le Tableau III-18 donne les pertes par conduction dues aux divers tubes reliant le transformateur au milieu extérieur.

	$\varnothing_{int}, \varnothing_{ext}$ (mm)	Longueur (mm)	Pertes (77 K) (W)
Tubes (2) de liaison (inox)	50 / 52	130	$3,27 \times 2$
	50 / 51	130	$1,64 \times 2$
	50 / 51	260	$0,82 \times 2$
Tubes (2) isolation électrique (fibre de verre)	48 / 49	130	$0,64 \times 2$
Cylindre support (fibre de verre)	471 / 474	130	1,88

Tableau III-18 : Pertes amenées sur le cryostat par les différents tubes (liaison, isolation, support)

Les pertes à travers la super-isolation entre l'enceinte extérieure et l'enceinte intérieure sont faibles puisqu'elles sont inférieures à 0,5 W (super-isolation 15 couches par cm, écran aluminium 12 g/m², $k_{superisolant} = 0,055 \text{ mW}\cdot\text{m}/\text{K}$).

Au total à 77 K, le cryostat optimisé en augmentant le chemin thermique des tubes de liaison, devrait avoir environ 5 W de pertes et le cryostat sans optimisation sur la longueur des tubes de liaison devrait se situer autour de 7 à 8 W de pertes.

III.7.4 Schéma détaillé

La Figure III-80 donne une représentation plus détaillée réalisée au SERAS avec les cotes générales de la structure (l'enceinte extérieure n'est pas représentée). Sur les vues 3D, on peut voir les sorties des deux tubes de liaison, le tube pulsé au centre et un orifice de pompage un peu excentré.

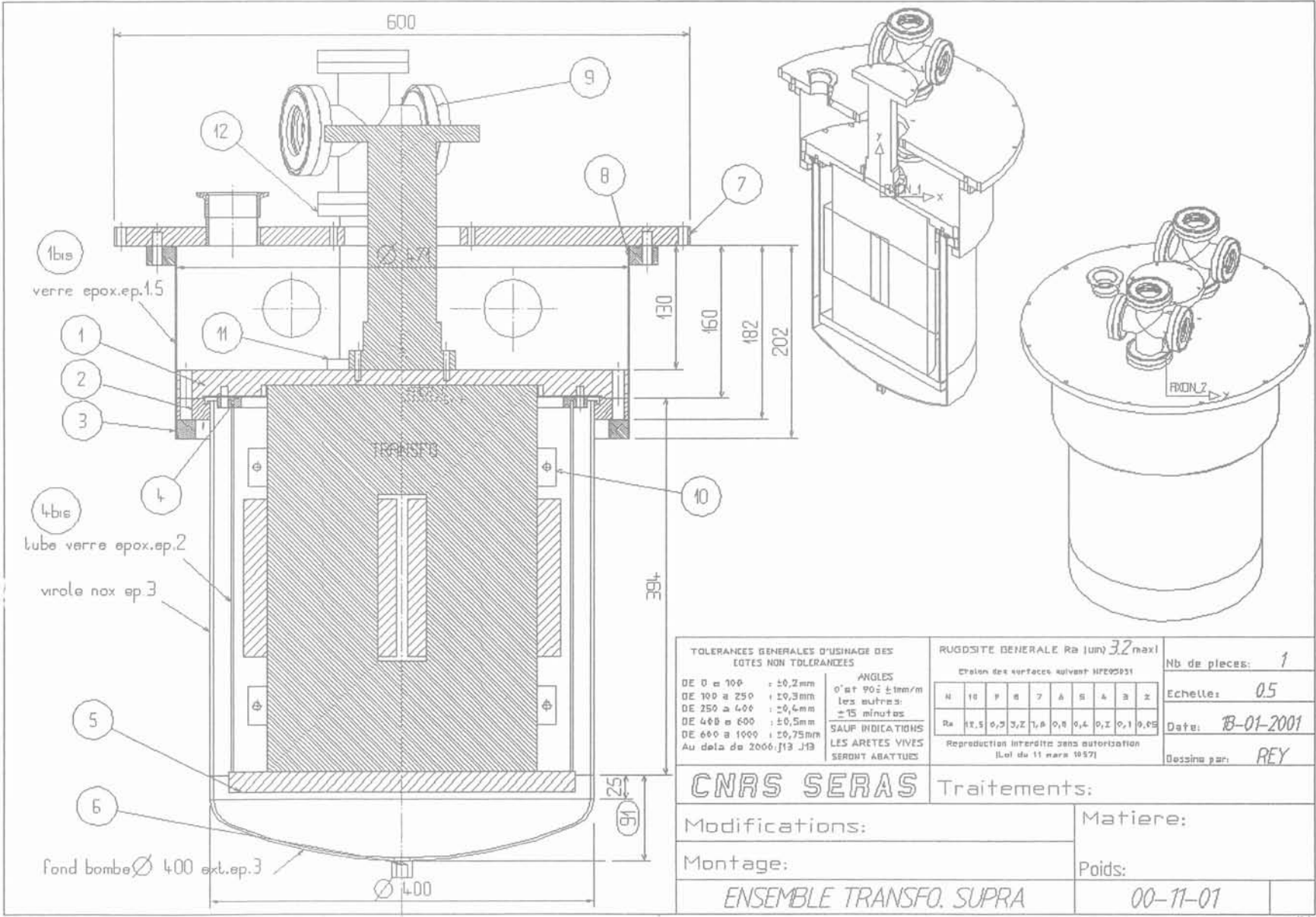


Figure III-80 : Schéma détaillé du cryostat (sans l'enceinte extérieure)

TOLERANCES GENERALES D'USINAGE DES EGES NON TOLERANCES DE 0 à 100 : ±0,2mm DE 100 à 250 : ±0,3mm DE 250 à 400 : ±0,4mm DE 400 à 600 : ±0,5mm DE 600 à 1000 : ±0,75mm Au delà de 2000: J13 J13		ANGLES 0° et 90° ±1mm/m les autres : ±15 minutes SANS INDICATIONS LES ARETES VIVES SERONT ABATTUES		RUGOSITE GENERALE Ra (um) 3.2 max Etalon des surfaces suivant NFE20501		Nb de pieces: 1	
N 10 P 8 7 A S 4 3 2		Ra 12,5 6,3 3,2 1,6 0,8 0,4 0,2 0,1 0,05		Echelle: 0.5		Date: B-01-2001	
Reproduction interdite sans autorisation (Loi du 11 mars 1957)				Dessiné par: REY			
CNRS SERAS		Traitements:					
Modifications:				Matière:			
Montage:				Poids:			
ENSEMBLE TRANSFO. SUPRA				00-11-01			

III.8 Conclusions

Le transformateur entièrement supraconducteur du projet READY a été dimensionné. Un matériau magnétique présentant de très faibles pertes à froid a été trouvé et caractérisé. Un circuit magnétique test a été fabriqué et a permis d'évaluer les pertes du circuit final.

Des tests effectués sur le ruban PIT primaire ont permis de voir son comportement lors de surintensité en régime transitoire (enclenchement) ou en régime continu. Le ruban ne devrait pas poser de problème pour un fonctionnement dans l'azote liquide. Pour un fonctionnement dans l'hélium gazeux, les tests menés sous courant d'enclenchement concluent à un comportement du fil similaire à celui observé dans l'azote liquide, néanmoins des tests restent à être effectués en régime de surintensité continu dans l'hélium gazeux. Il serait intéressant aussi de réaliser des essais sur des bobinages (conditions de refroidissement moins optimum).

Sur le plan thermique, une série de simulations et d'expérimentations ont permis d'établir qu'il est possible de refroidir le transformateur, plongé dans l'hélium gazeux, par le tube pulsé. Cependant la puissance du tube pulsé diminue au fur et à mesure que la température descend. Au vu des résultats obtenus, ce type de refroidissement ne devrait poser aucun problème à 77 K mais pour des températures inférieures à 60 K la puissance du tube pulsé disponible risque d'être insuffisante. C'est pourquoi nous avons regardé la possibilité d'alimenter le transformateur sous tension réduite permettant ainsi de diminuer les pertes fer, source principale de pertes. On pourra également refroidir le transformateur par de l'azote liquide sous-refroidi par le tube pulsé jusque vers 65 K. De plus, avec cette solution, les problèmes éventuels de "hot spots" seront bien moindres grâce à un meilleur échange thermique entre le fluide réfrigérant et le supraconducteur.

Enfin une structure générale supportant le transformateur avec le tube pulsé a été étudiée. Elle répond aux contraintes liées au refroidissement du transformateur par le tube pulsé et prend en compte l'ensemble des problèmes liés aux contractions des matériaux à basse température tout en apportant un minimum de pertes thermiques.

III.9 Bibliographie

- [1] J-C Perron "Matériaux ferromagnétiques amorphes et nanocristallins" Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique D 2 I ; D-2 150 de p 1-26
- [2] J.C Bavay "les tôles magnétiques à grains orientés. L'amélioration des performances" RGE n°11 Décembre 1989
- [3] A.J. Moses "Electrical steels : post, present and future developments." IEE Proceedings A (Physical-Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education) vol.137, no.5; Sept. 1990; p.233-45
- [4] T. Nakata, N. Takahashi, K. Fujiwara, M. Nakano et al "Magnetic characteristics of magnetic materials at very low temperature and their application to transformers" Journal of Magnetism and Magnetic Materials. vol.112, no.1-3; 1 July 1992; p.174-6.
- [5] R. Hasegawa "Amorphous magnetic materials - a history" Journal of Magnetism and Magnetic Materials. vol.100, no.1-3; Nov. 1991; p.1-12.
- [6] J. Takehara "Study on design of superconducting transformer with amorphous core immersed in LHe" Advances in superconductivity vol 6 n°2 1994 pp 1265-68
- [7] T. Ise, Y. Marutani, Y. Murakami, E. Yoneda et al "Design and operating characteristics of superconducting transformer with simple configuration" Advances in superconductivity (1996) vol 8 n°2 p 1295-98
- [8] A.F.Clark, G.E. Childs, G.H. Wallace "Electrical resistivity of some engineering alloys at low temperatures" Cryogenics. vol.10, no.4; Aug. 1970; p.295-305.
- [9] T. Kubota, M. Fujikura, Y. Ushigami "recent progress and future trend on grain-oriented silicon steel" Journal of Magnetism and Magnetic Materials vol.215-216; June 2000; p.69-73
- [10] H.Okubo, H. Goshima, N. Hayakawa, M. Hikita "High voltage insulation of superconducting power apparatus" Ninth International Symposium on High Voltage Engineering. Inst. High Voltage Eng. Graz, Austria; 1995; pp.9007/1-12 vol.9.
- [11] "Etude du dimensionnement d'un transformateur de puissance, construction électrique" ENSIEG INPG
- [12] CEDRAT 10 ch de Pré Carré – Zirst 38246 MEYLAN Cedex France <http://www.cedrat-grenoble.fr>
- [13] L. Le Lay, D.M. Spiller, O. Belmont "Over critical current behaviour of Bi₂₂₂₃ tapes" IEEE Transactions on Applied Superconductivity. vol.9, no.2, pt.1; June 1999; p.1324-7.
- [14] F. Viale "Transformateur statique, Fonctionnement" Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique D 426 - 2 § 6,5
- [15] G. Segulier et F. Notelet "Electrotechnique Industrielle" édition Lavoisier Tec & doc 1996 pp 208
- [16] E.G Brentari and R.V. Smith "Nucleate and film pool boiling design correlations for O₂, N₂, H₂, and He" Advances in cryogenic engineering vol 10 1965 p 325-40
- [17] J.M. Lock "Optimization of a current lead into a cryostat" Cryogenics pp 438-442 December 1969.
- [18] P.F. Herrmann "Current leads" Handbook IEEE trans on applied superconductivity D10 p 801-43
- [19] L.Weil "Elements des échanges thermiques" Edition Gauthier-villards Paris 1965

- [20] E.G Brentari and R.V. Smith "Nucleate and film pool boiling design correlations for O₂, N₂, H₂, and He" Advances in cryogenic engineering vol 10 1965 p 325-40

Chapitre IV

Extrapolation aux transformateurs triphasés de 30 MVA

Afin de déterminer et quantifier les gains apportés par la technologie supraconductrice, deux transformateurs de 30 MVA, l'un utilisant le supraconducteur PIT, l'autre utilisant l'YBaCuO, ont été dimensionnés. La solution supraconductrice devient réellement intéressante par rapport à une technologie classique pour des puissances de cet ordre de grandeur. Cette étude permet aussi, entre autres, d'apprécier la solution à circuit magnétique froid dans le contexte actuel du développement des matériaux magnétiques mais aussi dans l'avenir. Ces dimensionnements sont néanmoins très préliminaires et permettent juste de donner les bases pour des études futures. L'ensemble des résultats importants, concernant les différents transformateurs dimensionnés dans ce chapitre, est récapitulé au paragraphe IV.7.

Les pertes données dans ce chapitre sont toujours ramenées à la température ambiante grâce au coefficient de performance pour pouvoir comparer les transformateurs entre eux. En effet, 1 Watt à 77 K équivaut à environ 20 Watt à 300 K

IV.1 Cahier des charges

Le cahier des charges pour les transformateurs triphasés est le suivant :

Transformateur triphasé 30 MVA ; couplage Dyn ; T = 77 K		
	Primaire	Secondaire
U / I	110 kV / 157 A _{eff}	20 kV / 867 A _{eff}
Tension enroulements	110 kV	11,5 kV
Courant enroulements	90,6 A _{eff}	867 A _{eff}
Supraconducteur	Tout YBaCuO ou tout PIT Bi ₂₂₂₃ à filaments torsadés ou non	
Circuit magnétique	Tôles Fe-Si HiB scratchées d'épaisseur 0,23 mm	

Tableau IV-1 : Caractéristiques des transformateurs triphasés de 30 MVA

- Température de fonctionnement = 77 K
- Longueur des fils supraconducteurs non limitée
- Poids de l'ensemble autour de 10 tonnes (technologie conventionnelle ≈ 1 tonne/MW)

- On se fixe un champ magnétique maximum sur les enroulements supraconducteurs de façon à ne pas trop dégrader les caractéristiques supraconductrices du fil.

Enroulements YBaCuO → 200 mT

Enroulements Bi₂₂₂₃ → 100 mT

- Section du circuit magnétique constante et circuit magnétique à trois colonnes.
- Les distances d'isolation sont données par [1] :

Dans la fibre de verre, la tension de claquage est de 20 à 30 kV/mm

Dans l'azote, la tension de claquage est de 40 kV/mm

Dans l'hélium gazeux, la tension de claquage est de 0,7 kV/mm.

Pour les dimensionnements, les distances d'isolation ont été calculées à partir de ces données en prenant au minimum un facteur 2 de sécurité. Tous ces transformateurs seront refroidis par de l'azote liquide, l'hélium gazeux obligeant à des distances d'isolation beaucoup plus importantes.

Le couplage Dyn utilisé ici permet la possibilité d'obtenir des tensions simples au secondaire, c'est un couplage couramment utilisé.

IV.2 Composition d'un conducteur

Compte tenu du courant critique d'un fil supraconducteur élémentaire, un conducteur sera une association en parallèle de plusieurs rubans supraconducteurs unitaires disposés comme sur la Figure IV-1.

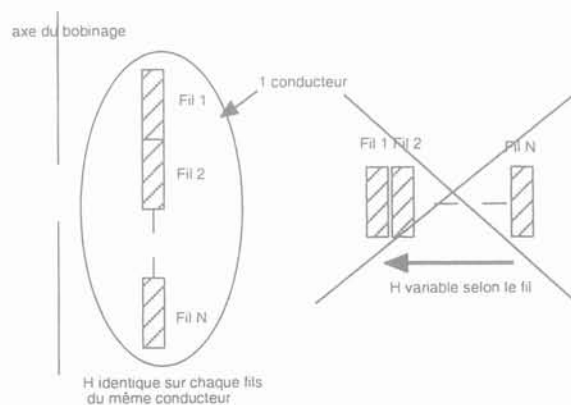


Figure IV-1 : Disposition des rubans supraconducteurs à l'intérieur d'un conducteur

Cette configuration évite la transposition des rubans à l'intérieur d'un conducteur (champ magnétique constant), cependant il faut un nombre de couches relativement important pour loger toute la longueur du fil.

IV.3 Caractéristiques des conducteurs unitaires utilisés

La Figure IV-2 donne les dépendances du courant critique des conducteurs utilisés en fonction de l'induction magnétique.

Le courant critique d'un conducteur YBaCuO à 77 K et 0 T est de 200 A ($I_c^Y = 200$ A à 0 T et 77 K). Pour le dimensionnement, on prendra une marge de sécurité importante compte tenu de la transition rapide et destructive de ce type de supraconducteur. On fonctionnera donc à 50 % des capacités de transport du fil sous l'induction maximale rencontrée.

Le courant critique d'un conducteur de type PIT Bismuth à 77 K et 0 T est de 41 A ($I_c^{Bi} = 41$ A à 0 T et 77 K). Pour le dimensionnement, la marge de sécurité prise ici sera très faible et le courant circulant dans ce type de conducteur sera pratiquement égal au courant critique du fil sous l'induction maximale, cela pour plusieurs raisons :

- nous avons vu au chapitre III qu'il est envisageable pour ce type de conducteur de fonctionner au-dessus du courant critique,
- le nombre de couches nécessaires à la construction des bobinages étant élevé seul une très petite partie des bobinages sera soumise à l'induction maximale.

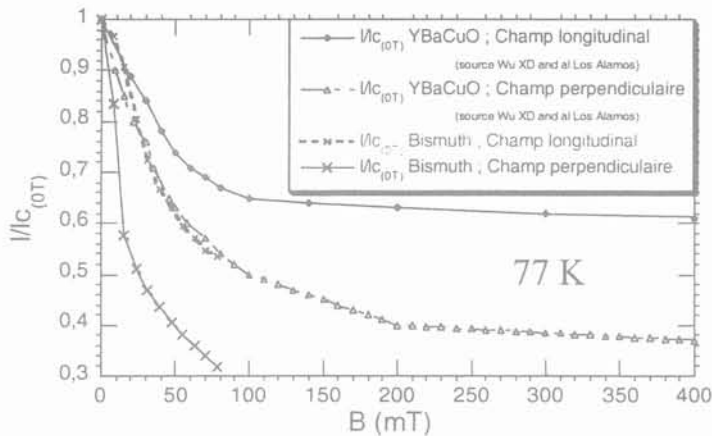


Figure IV-2 : Décroissance du courant critique sous différentes orientations de l'induction magnétique.

IV.4 Méthodologie de calcul de la structure du transformateur

Les transformateurs sont dimensionnés et optimisés par un programme basé sur une structure initiale définie à partir d'un nombre donné de couches de conducteurs.

Ce nombre de couches est calculé par un premier calcul rapide "à la main" des différents paramètres du transformateur en se fixant initialement le diamètre du circuit magnétique. Ce dernier est pris égal au diamètre de fer d'un transformateur classique de même puissance ($D_f = 0,5$ m ici). La formule de Boucherot nous donne le nombre de spires. On calcule ensuite la hauteur des bobinages.

Connaissant l'intensité circulant dans les bobinages et l'influence du champ magnétique sur un fil supraconducteur, on en déduit la composition d'un conducteur supraconducteur (Figure IV-1, nombre de fils en parallèle). A partir des distances d'isolation, de la hauteur du bobinage et des dimensions d'un conducteur, le nombre de couches ainsi que les dimensions du circuit magnétique sont calculés.

Une fois ce premier dimensionnement "à la main" réalisé, un programme Fortran calcule, à partir de cette structure de base des bobinages, en fonction de l'induction dans le fer et de la longueur de supraconducteur, l'ensemble des paramètres d'une phase du transformateur (perte fer, pertes AC en champ transverse et longitudinal, etc...).

IV.5 Transformateurs 30 MVA entièrement YBaCuO

Les principales caractéristiques du transformateur sont celles qui sont données Tableau IV-1:

Deux transformateurs de 30 MVA utilisant le supraconducteur déposé YBaCuO ont été dimensionnés, l'un adoptant une solution à circuit magnétique froid, l'autre restant plus classique avec un circuit magnétique chaud.

IV.5.1 *Circuit magnétique froid*

Un premier transformateur de 30 MVA entièrement YBCO à circuit magnétique froid a été dimensionné en partant sur une structure des bobinages analogues à celle utilisée pour le transformateur du projet READY. Ainsi, le bobinage primaire est placé entre deux bobinages secondaires. Cette disposition des bobinages permet de se limiter à une induction maximale sur les enroulements de 200 mT.

Ce premier dimensionnement montre que les pertes AC dans les bobinages supraconducteurs sont tellement faibles qu'il n'est pas nécessaire de se limiter autant sur le champ maximum. C'est pourquoi le champ magnétique maximum sur les enroulements est fixé à 400 mT, ce qui permet de simplifier la géométrie (un seul enroulement primaire et secondaire par phase). De plus lorsqu'on passe d'une induction sur les bobinages de 200 mT à 400 mT on ne diminue plus trop le courant critique du conducteur (Figure IV-2).

Le nombre de couches étant lui aussi fixé (52 couches par phase au primaire et au secondaire donné par un calcul rapide avec un diamètre de fer classique à cette puissance), on fait varier la hauteur du bobinage en fonction de la longueur de supraconducteur pour limiter le champ. La Figure IV-3 donne l'aspect général du transformateur. Pour un champ magnétique de 400 mT (couche centrale des bobinages) le courant critique du fil n'est plus que de 90 Aeff.

Ainsi en prenant une marge de sécurité de 50 % sur le courant dans un ruban, le conducteur primaire sera composé de 2 fils en parallèles parcourus chacun par une intensité de 45,3 Aeff. Au secondaire, le conducteur sera composé de 18 fils en parallèles parcourus chacun par une intensité de 48,1 Aeff. (Figure IV-1). Le programme de dimensionnement calcule tous les paramètres du transformateur et pour chacune des couches des bobinages calcule le champ magnétique, le courant

critique, les pertes supraconductrices (formules de Carr) ainsi que les pertes dans le substrat en champ transverse et longitudinal.

IV.5.1.a Résultats

La Figure IV-4 représente les pertes totales du transformateur à 300 K, comprenant les pertes fer et les pertes dans les bobinages en champ transverse et longitudinal en fonction de l'induction et de la longueur de supraconducteur au secondaire.

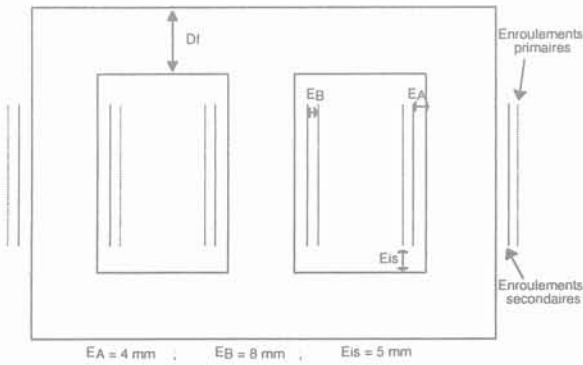


Figure IV-3 : Vue d'ensemble du transformateur YBaCuO

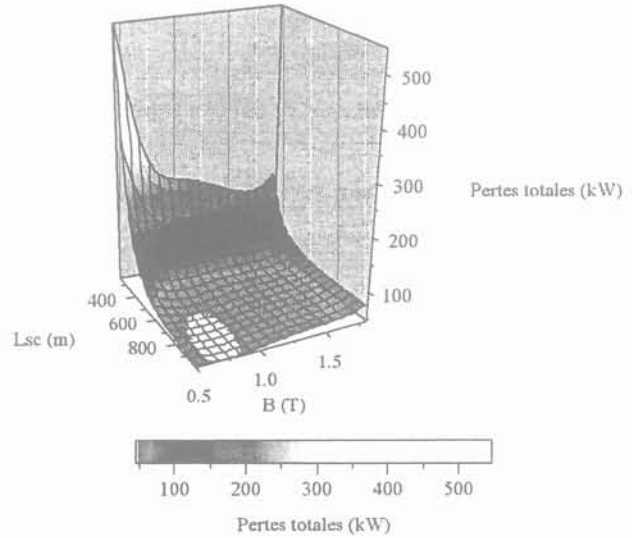


Figure IV-4 : Pertes (300 K) en fonction de l'induction et de la longueur de supraconducteur

Les pertes totales, comme la masse du circuit magnétique (Figure IV-5) ne cessent de décroître lorsqu'on augmente la longueur de supraconducteur.

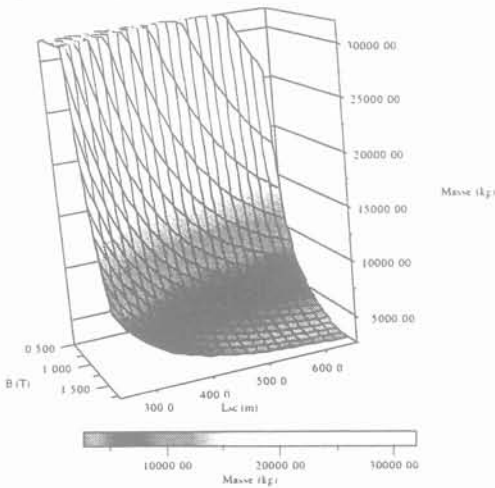


Figure IV-5 : Poids du circuit magnétique en fonction de l'induction et de la longueur de supraconducteur

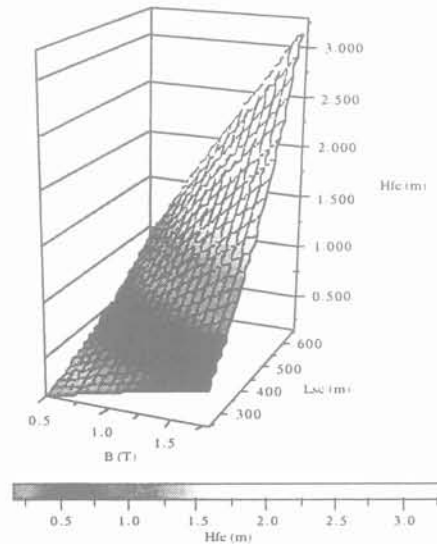


Figure IV-6 : Hauteur de la fenêtre du circuit magnétique en fonction de l'induction et de la longueur de supraconducteur

Le nombre de couches de conducteur étant fixé, lorsque la longueur de conducteur augmente, la hauteur de la fenêtre du transformateur (\approx hauteur du bobinage) augmente elle aussi. A partir d'une longueur d'environ 500 m, les pertes et la masse ne diminuent plus que très légèrement alors que la hauteur de la fenêtre du transformateur augmente de façon rapide (Figure IV-6). Pour cette raison, une longueur de supraconducteur au secondaire de 540 m a été retenue. L'induction de fonctionnement est de 1,6 T, et le circuit magnétique pèse 3,85 tonnes, son diamètre est de 0,311 m. Les pertes dans le fer sont alors de 52,3 kW contre environ 10,7 kW dans les enroulements, la hauteur de la fenêtre est de 2 m. Pour une induction plus faible, on peut trouver un point où les pertes totales sont un peu inférieures mais le poids du circuit magnétique est lui fortement augmenté (Figure IV-5). On remarque que les pertes sont principalement dûes au circuit magnétique. Avec le matériau considéré pour ce dimensionnement (tôles magnétiques FeSi scratchées HiB (READY)), les pertes sont encore trop importantes, par conséquent il est plus intéressant d'opter pour une solution à circuit magnétique chaud.

IV.5.1.a.i Les pertes dans le substrat en champ transverse

Les pertes en champ transverse (tête de bobine) dans le substrat du fil supraconducteur sont prises en compte dans les pertes des enroulements. Elles représentent une partie prépondérante de ces pertes puisque au point de fonctionnement considéré, elles sont de 8,2 kW. Pour calculer ces pertes en champ transverse il est nécessaire de savoir quel pourcentage de bobinage est touché par ce champ transverse et la valeur moyenne de ce dernier. Une simulation sous le logiciel flux2D (Figure IV-7) nous a permis de visualiser l'allure de l'induction (transverse et longitudinale) pour la couche soumise au plus fort champ (400 mT). On calcule que le champ transverse touche environ 20 % du bobinage et que sa valeur moyenne est d'environ $0,2 \cdot H_{long}$.

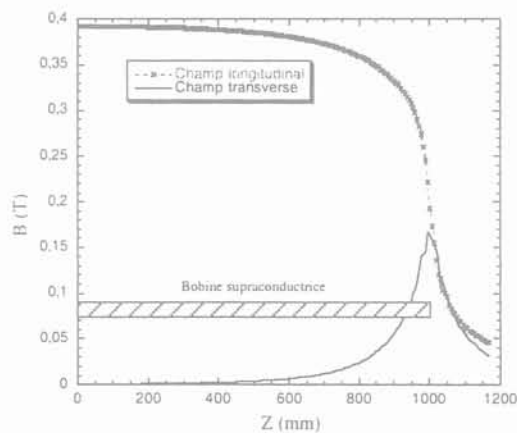


Figure IV-7 : Champ transverse et longitudinal pour la couche soumise au plus fort champ (bobine de longueur 2 m)

Cependant, il est possible de placer aux extrémités des bobines des pièces magnétiques permettant de canaliser le flux [2] [3] et ainsi de réduire considérablement le champ transverse. Ce problème de champ transverse doit être étudié avec soin puisqu'il peut être responsable de pertes considérables dans les enroulements supraconducteurs.

IV.5.2 Circuit magnétique chaud

Avec un circuit magnétique chaud, on retrouve la structure définie Figure IV-8.

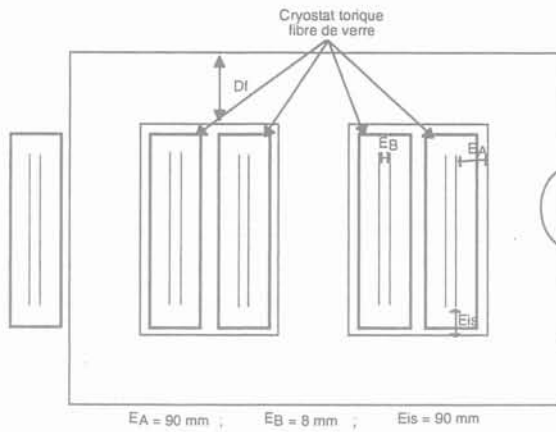


Figure IV-8 : Structure du transformateur YBaCuO à circuit magnétique chaud

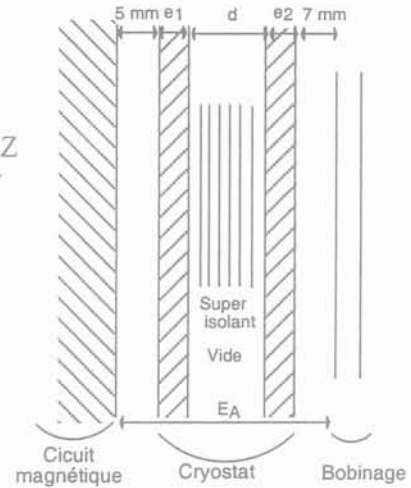


Figure IV-9 : Structure du cryostat

Par rapport à la solution à circuit magnétique froid il faut placer les parois des cryostats fibre de verre entre le circuit magnétique et les bobinages secondaires (Figure IV-9), ce qui revient à modifier dans notre programme de calcul les distances d'isolation E_A et E_{is} .

L'épaisseur des parois en fibre de verre du cryostat est déterminée à partir de la hauteur du cryostat, de la valeur et de l'orientation de la pression appliquée dessus et à partir de la résistance ou du module d'Young de la fibre de verre. L'épaisseur calculée e_1 (3 mm) de la paroi extérieure est bien plus faible que l'épaisseur calculée e_2 (40 mm) de la paroi interne car la paroi interne est soumise à une contrainte de flambage. La longueur d est prise égale à 35 mm pour pouvoir loger suffisamment de couche de super isolant (environ 20 couches par centimètre).

IV.5.2.a Résultats

La Figure IV-10 montre les pertes totales du transformateur à 300 K, comprenant les pertes fer et les pertes dans les bobinages supraconducteurs en champs transverse et longitudinal en fonction de l'induction et de la longueur de supraconducteur au secondaire (L_{sc}). Il existe un minimum des pertes.

Pour une faible longueur de supraconducteur, les pertes fer sont prédominantes puis lorsque la longueur de supraconducteur augmente ce sont les pertes dans les enroulements qui prédominent. Le point de fonctionnement où les pertes sont minimales (14,6 kW) se situe à faible induction (0,68 T, $L_{sc} = 420$ m) mais comme pour le transformateur YBaCuO entièrement froid le poids du circuit magnétique est très important (53 t) (Figure IV-12). On trouve un second minimum à plus haute induction (1,6 T, $L_{sc} = 420$ m) pour les pertes (14,9 kW) où le circuit magnétique ne pèse plus que 9,7 t

pour un diamètre de fer de 0,522 m. À ce point de fonctionnement, la hauteur de la fenêtre du circuit magnétique (Figure IV-11) est d'environ 90 cm pour une largeur de 39 cm. Les pertes fer sont de 6,6 kW et les pertes dans les enroulements supraconducteurs sont de 8,3 kW dont 6,35 kW provient des pertes en champ transverse dans le substrat. Là encore, en optimisant la géométrie de manière à réduire le champ transverse en tête de bobinage, un gain considérable peut être envisagé.

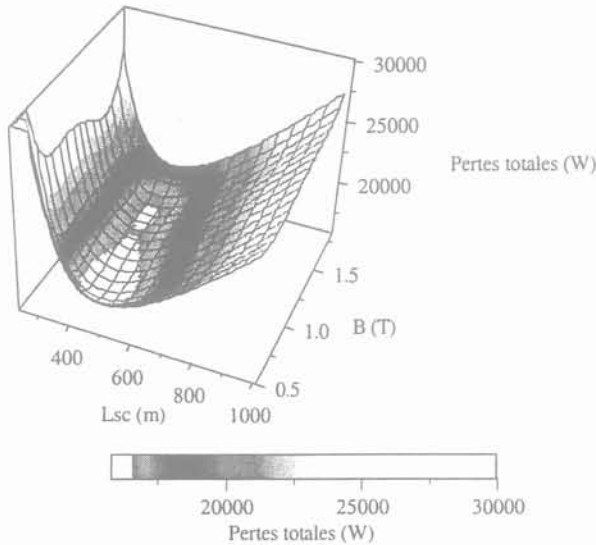


Figure IV-10 : Pertes (300 K) en fonction de l'induction et de la longueur de supraconducteur

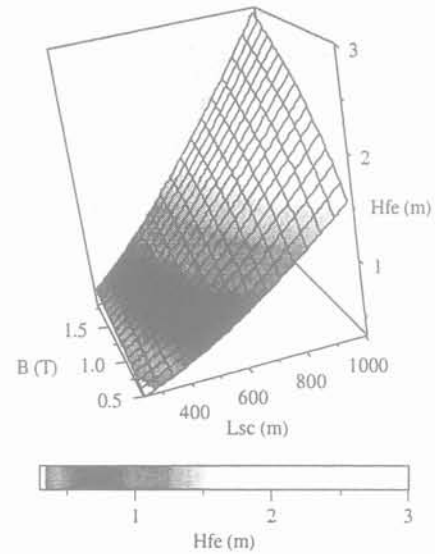


Figure IV-11 : Hauteur de la fenêtre du circuit magnétique en fonction de l'induction et de la longueur de supraconducteur

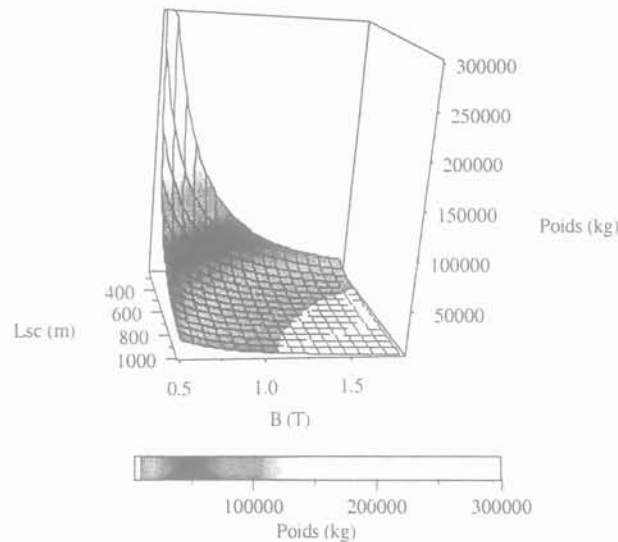


Figure IV-12 : Poids du circuit magnétique en fonction de l'induction et de la longueur de supraconducteur

D'autres points de fonctionnement peuvent être choisis selon le type de critère prépondérant pour l'application recherchée :

Par exemple on peut en augmentant légèrement la longueur de supraconducteur et avec la même induction (1,6 T) trouver un point où les pertes totales seront légèrement supérieures mais où le poids de l'ensemble sera sérieusement diminué. Il s'agit donc de trouver le bon compromis.

IV.6 Transformateurs PIT

Des transformateurs PIT de 30 MVA adoptant la solution à circuit magnétique froid ont aussi été dimensionnés. Ces dimensionnements ont été réalisés à partir de différents types de fils supraconducteurs HTc Bismuth (Bi_{2223} $S = 0,35 \times 3,5 \text{ mm}^2$; $I_{c(77\text{K}, 0\text{T})} = 41 \text{ A}$). Le premier est réalisé avec les mêmes conducteurs que ceux du primaire du transformateur READY. Les filaments de Bismuth ne sont pas torsadés à l'intérieur de la matrice argent (filaments couplés). Les suivants considèrent des filaments torsadés, avec ou sans barrières résistives. L'influence du pas de torsadage est étudiée.

Le cahier des charges est le même que celui considéré pour les transformateurs 30 MVA YBaCuO. Ce type de supraconducteur est beaucoup plus sensible au champ magnétique que le ruban YBaCuO. On se limite donc à une induction maximale longitudinale de seulement 100 mT sur les enroulements (J_c et pertes AC) correspondant déjà à une chute des propriétés de transport du fil de 50 %. Pour arriver à ce niveau d'induction, le primaire est intercalé entre deux bobinages secondaires en série comme pour le transformateur de 41 kVA (Figure IV-14). La configuration la plus défavorable, où le champ est perpendiculaire au supraconducteur, se retrouve en tête de bobinage.

Le champ transverse situé en tête de bobinage pour les couches soumises au plus fort champ risque de faire chuter le courant critique des fils légèrement en dessous de la valeur du courant en régime nominal. Cependant, ce champ transverse ne touche qu'une très faible partie de conducteur et comme nous l'avons vu précédemment, un ruban de bismuth peut fonctionner sans problème au-dessus de son courant critique (caractéristique $E(J)$ "molle"). Pour le calcul, une simulation sous le logiciel flux2D (Figure IV-13) nous a permis de visualiser l'allure de l'induction (transverse et longitudinale) pour la couche soumise au plus fort champ (100 mT). On calcule que le champ transverse touche de la même façon environ 20 % du bobinage et que sa valeur moyenne est d'environ $0,2 \cdot H_{\text{long}}$.

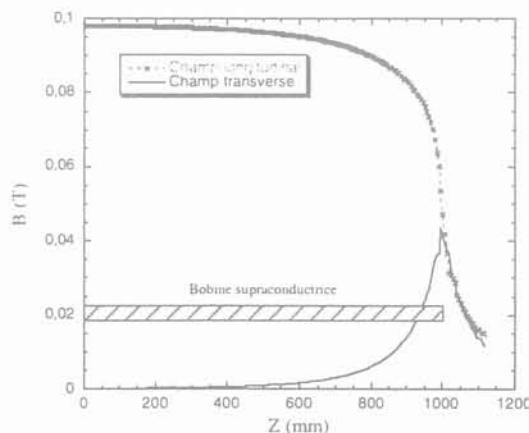


Figure IV-13 : Champ transverse et longitudinal pour la couche soumise au plus fort champ (bobine de longueur 2 m)

Pour un champ magnétique longitudinal de 100 mT (couche centrale des bobinages) le courant critique du fil n'est plus que de 23 A. Un conducteur sera donc une association de plusieurs fils de

Bismuth disposés comme sur la Figure IV-1 pour que le courant dans chaque ruban ne dépasse pas environ $15 A_{eff}$ avec une marge de sécurité très faible pour les couches centrales.

Le conducteur primaire sera ainsi composé de 6 fils en parallèles parcourus chacun par une intensité de $15,1 A_{eff}$. Au secondaire, le conducteur sera composé de 58 fils en parallèles parcourus chacun par une intensité de $14,9 A_{eff}$. (Figure IV-1)

Un premier calcul nous donne le nombre de couches, soit 15 couches par enroulement secondaire et 28 couches par enroulement au primaire.

IV.6.1 Transformateurs à rubans PIT non twistés

Sur la Figure IV-15 sont représentées les pertes totales du transformateur à 300 K, comprenant les pertes fer et les pertes dans les bobinages en fonction de l'induction et de la longueur de supraconducteur au secondaire.

En comparaison au transformateur YBaCuO entièrement froid, on remarque cette fois que les pertes totales présentent un minimum. Cela s'explique par le fait que les pertes dans le fil supraconducteur sont supérieures aux pertes fer sous certaines configurations. La masse du circuit magnétique (Figure IV-16) ne cesse de décroître lorsque la longueur de supraconducteur augmente. La hauteur de la fenêtre du transformateur (Figure IV-17) croît rapidement avec la longueur de supraconducteur. On constate un minimum pour les pertes totales du transformateur pour une induction de 0,8 T et une longueur de supraconducteur au secondaire de 430 m (Figure IV-15). Les pertes sont alors de 202 kW (60 % de pertes provenant des enroulements supraconducteurs), mais le circuit magnétique pèse plus de 27 t pour une hauteur de fenêtre de 1,26 m (Figure IV-16 et Figure IV-17). On a donc intérêt à se placer sur un point de fonctionnement avec une induction plus élevée afin de réduire le poids du circuit magnétique.

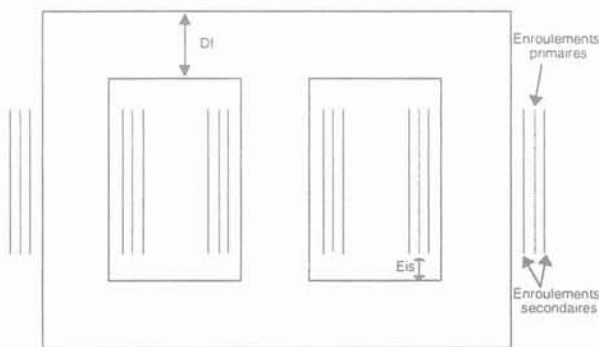


Figure IV-14 : Vue d'ensemble du transformateur PIT

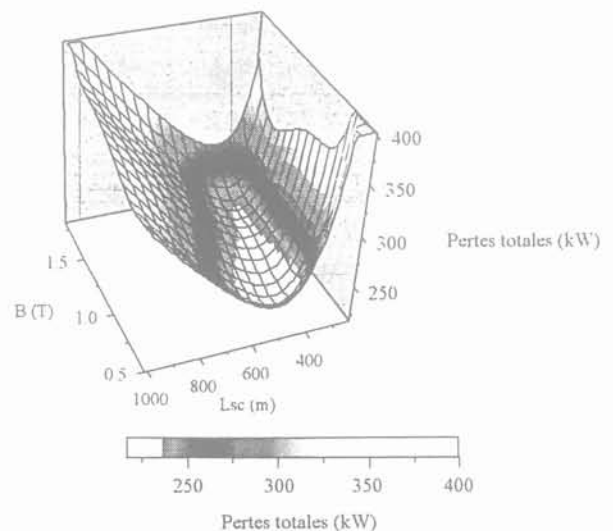


Figure IV-15 : Pertes à 300 K en fonction de l'induction et de la longueur de supraconducteur secondaire

Pour une induction de fonctionnement de 1,6 T et une longueur de supraconducteur au secondaire de 410 m, le circuit magnétique ne pèse plus que 8,5 t pour un diamètre de fer de 0,438 m. Les pertes totales passent à 226 kW avec une proportion de pertes provenant des enroulements supraconducteurs d'environ 50 %. La hauteur de la fenêtre est d'environ 2 m pour une largeur de 88 mm. Comme pour le transformateur YBCO, un ajustement de ce point de fonctionnement peut être réalisé selon les caractéristiques du transformateur recherché.

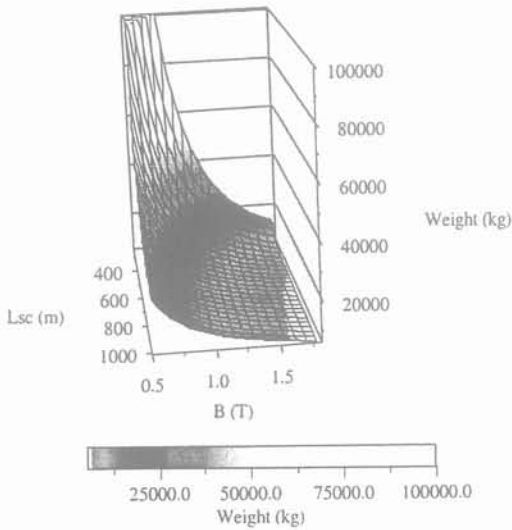


Figure IV-16 : Poids du circuit magnétique en fonction de l'induction et de la longueur de supraconducteur

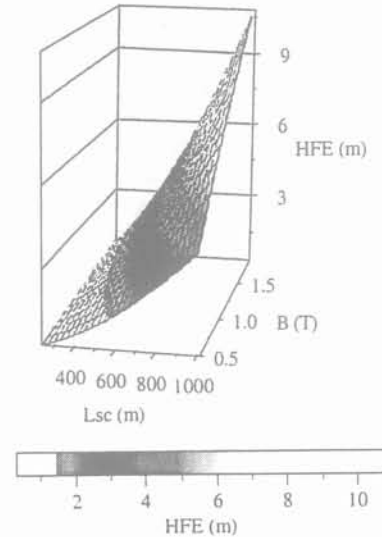


Figure IV-17 : Hauteur de la fenêtre du circuit magnétique en fonction de l'induction et de la longueur de supraconducteur

En conclusion, les pertes d'un transformateur supraconducteur de 30 MVA, utilisant un supraconducteur au Bismuth non torsadé, sont dissipées dans des proportions égales dans le fer et dans les enroulements. De ce fait, une solution à circuit magnétique froid peut être envisagée. Cependant, le niveau de perte de ce transformateur ramené à la température ambiante est assez élevé (légèrement supérieur aux pertes d'un transformateur classique, voir Tableau IV-2) aussi l'intérêt d'un tel transformateur réside surtout dans le gain important en poids ou dans un dispositif incluant la fonction novatrice de limitation de courant avec des supraconducteurs spécifiques à matrice plus résistive.

IV.6.2 Transformateurs à rubans PIT twistés

Le transformateur utilisant les rubans PIT non twistés développe des pertes AC dans les bobinages qui sont pénalisantes. Pour réduire ces pertes, des dimensionnements ont été réalisés avec des rubans PIT à filaments torsadés [4] tout d'abord sans puis avec barrières résistives (Voir chapitre II). L'utilisation de fils PIT à filaments torsadés permet de découpler les filaments et de réduire ainsi les pertes par hystérésis mais introduit des pertes par couplage.

Le programme de dimensionnement calcule les résistivités effectives parallèles et perpendiculaires, les constantes de temps $\tau_{//}$ et τ_{\perp} , et en fonction de la longueur de supraconducteur au secondaire et de l'induction dans le fer, calcule les pertes par hystérésis et les pertes de couplage en

champ transverse et longitudinal ainsi que les pertes fer. Lorsqu'on parlera de minimum des pertes totales, on prendra toujours le minimum situé à haute induction (typiquement 1,6 T) pour des raisons de poids du circuit magnétique (Figure IV-16). La Figure IV-16 et la Figure IV-17 restent valables pour ce paragraphe car le torsadage des filaments intervient seulement sur la valeur des pertes dans les bobinages.

Les dimensions considérées pour un fil PIT sont les suivantes et ont été mesurées sur un échantillon réel (photographie MEB) :

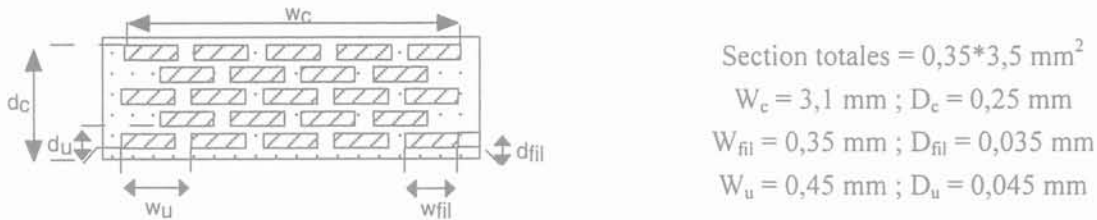


Figure IV-18 : Section d'un fil PIT

IV.6.2.a Transformateurs sans barrières résistives entre les filaments

La Figure IV-19 compare les pertes totales à chaud (300 K) de transformateurs utilisant des conducteurs PIT sans barrières résistives ayant différents pas de torsadage (L_p).

Pour les trois premières figures (Figure IV-19), ($L_p = 20, 10$ et 6 mm) correspondant à des pas de torsadage réalisables, les pertes prédominantes sont pratiquement toujours les pertes des enroulements sauf pour de faibles longueurs de supraconducteurs et de préférence à bas champ (voir aussi Figure IV-16). De plus, les pertes totales minimales sont plus élevées que celles du transformateur à rubans PIT non twistés. Les pertes de couplages sont très importantes surtout pour des grands pas de torsadage et le bénéfice de la réduction importante des pertes par hystérésis par découplage des filaments est perdu.

Par exemple, pour un pas de torsadage de 10 mm actuellement réalisable, au minimum des pertes totales ($1,6 \text{ T}$ et une longueur de supraconducteur au secondaire de 290 m) les pertes par hystérésis des enroulements (en champs transverse et longitudinal) s'élèvent à seulement $10,8 \text{ kW}$ comparé à 110 kW dans le transformateur à rubans PIT non twisté. Cependant les pertes de couplages s'élèvent à 252 kW et les pertes fer à 172 kW pour un poids du circuit magnétique de $12,7 \text{ t}$. Ce type de transformateur n'est donc pas intéressant.

Pour retrouver à peu près les mêmes caractéristiques de pertes et de poids par rapport au transformateur à rubans PIT non twistés, il faudrait un pas de torsadage de 3 mm . (voir paragraphe IV.7). Avec un pas de torsadage d' 1 mm , le transformateur est meilleur en termes de pertes et de poids que le transformateur à rubans PIT non twisté. Au point de fonctionnement, ($B_F = 1,6 \text{ T}$, $L_{sc} = 650 \text{ m}$), les pertes totales sont de 130 kW dont 40 kW proviennent des enroulements et 90 kW du circuit magnétique. Le poids du transformateur est alors de $6,6 \text{ t}$ et les dimensions d'une fenêtre sont $4,75 \text{ m} \times 88 \text{ mm}$. Malheureusement, des pas de torsadage aussi faibles ne sont pas réalisables.

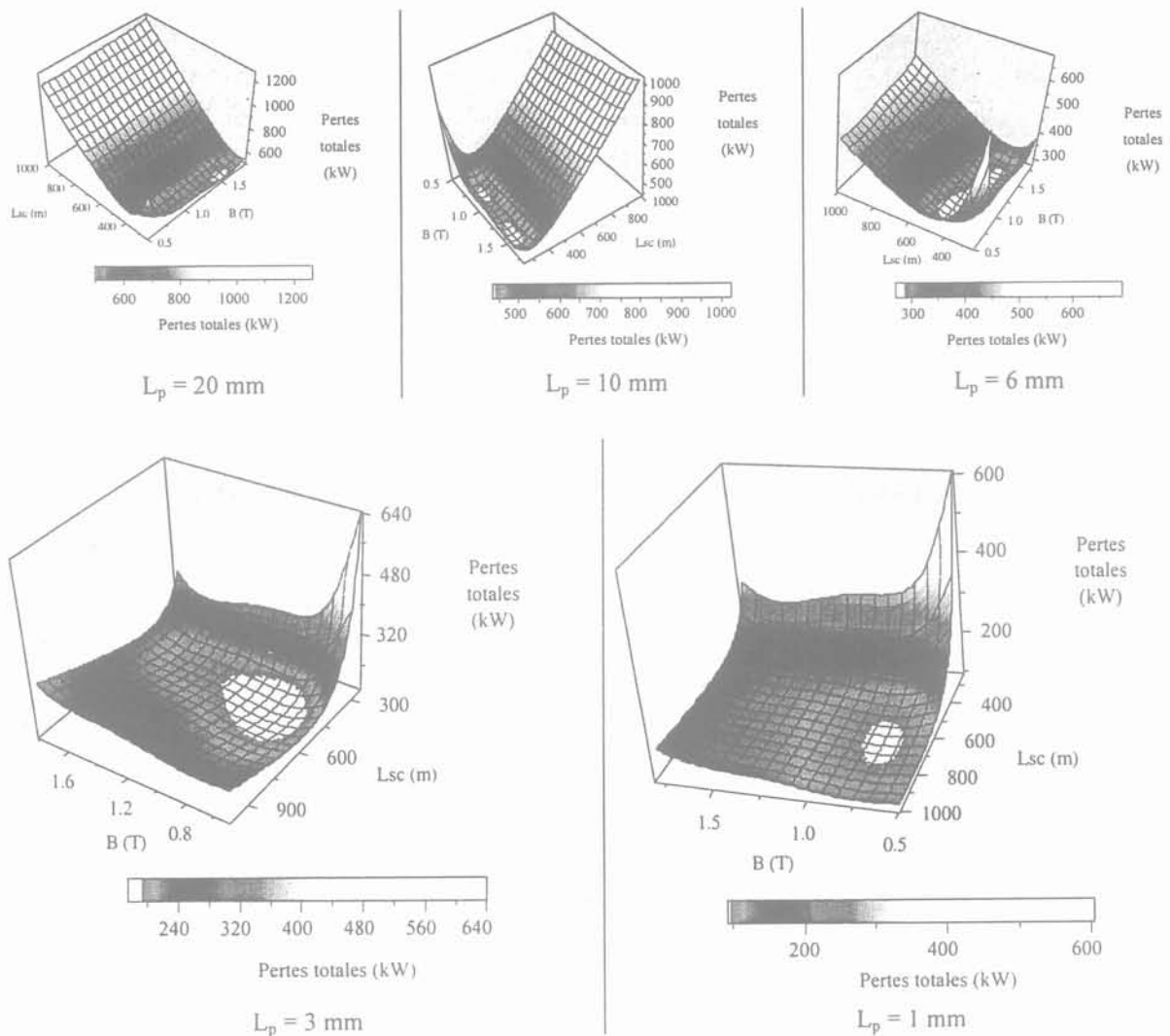


Figure IV-19 : Pertes totales à 300 K en fonction de l'induction et de la longueur de supraconducteur secondaire pour différents pas de torsadage (fils sans barrières résistives).

Pour réduire les pertes de couplages des rubans PIT, des barrières isolantes autour des filaments supraconducteurs sont introduites.

IV.6.2.b Transformateurs avec barrières résistives entre les filaments

L'introduction de barrières résistives autour de chaque filament Bismuth à l'intérieur de la matrice argent permet d'augmenter les résistivités effectives transverses et parallèles et donc de diminuer de manière conséquente les pertes de couplages (Voir chapitre II).

Trois transformateurs ont été dimensionnés chacun utilisant des rubans PIT à barrières résistives twistés avec des pas de torsadage différents. Les résultats obtenus (Figure IV-20) montrent l'intérêt de ces barrières résistives.

Même pour le transformateur réalisé avec un ruban torsadé avec un pas de 20 mm, les gains sont conséquents. A 1,6 T et au minimum des pertes totales, celles-ci sont de seulement 140 kW pour une

longueur de supraconducteur au secondaire de 540 m. Le circuit magnétique pèse 7,1 t pour un diamètre de fer de 0,34 mm.

Le même transformateur réalisé avec un ruban PIT torsadé à un pas de 10 mm permet de gagner encore 20 kW sur les pertes totales à chaud et une demie tonne sur le circuit magnétique. La longueur de supraconducteur secondaire passe à 630 m et les fenêtres du circuit magnétique mesurent 4,5 m de hauteur pour 88 mm de largeur. En comparaison avec le même transformateur réalisé avec le ruban sans barrières résistives torsadé à un pas de 10 mm, le gain sur les pertes est très important. Il s'explique principalement par une très forte diminution des pertes de couplage en champ longitudinal. Ces dernières, ramenées à température ambiante, sont de 2,2 kW pour le transformateur avec barrières contre 246 kW pour le transformateur sans barrières.

Avec un pas de torsadage de 6 mm, Les pertes totales à froid sont encore légèrement diminuées (de 4 kW par rapport à celles obtenues avec un pas de 10 mm) et le circuit magnétique pèse 6,6 t.

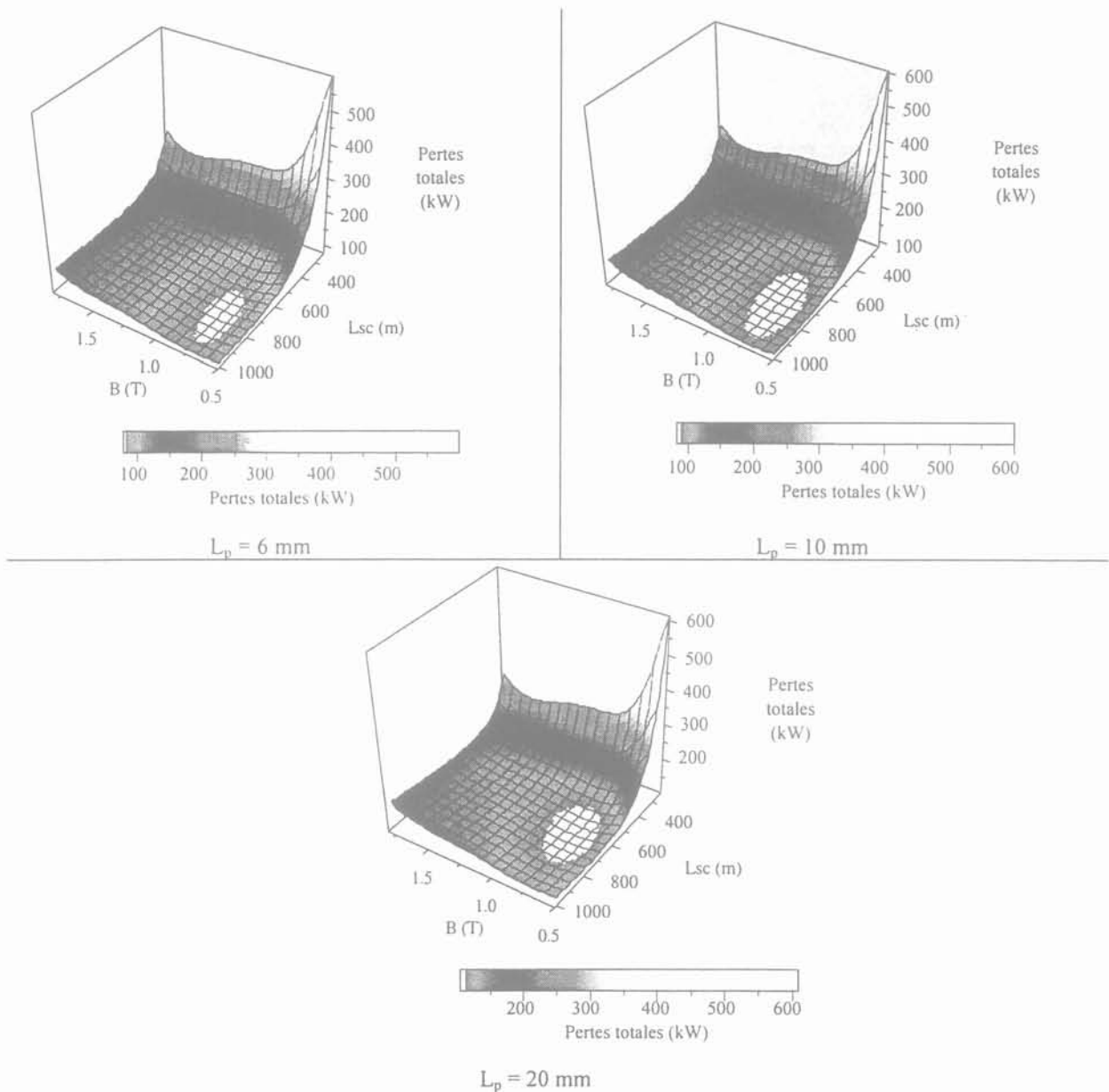


Figure IV-20 : Pertes totales à 300 K en fonction de l'induction et de la longueur de supraconducteur secondaire pour différents pas de torsadage (fils avec barrières résistives)

Ces transformateurs réalisés avec ce type de fils PIT sont intéressants. Ils apportent un gain considérable tant au niveau des pertes qu'au niveau du poids par rapport à un transformateur traditionnel (voir Tableau IV-2). Au point de fonctionnement, les pertes proviennent en majorité du circuit magnétique. Avec les matériaux magnétiques disponibles en grande quantité actuellement, une solution à circuit magnétique chaud serait là aussi plus avantageuse.

IV.7 Comparaison et récapitulatif

Le Tableau IV-2 donne un comparatif des principaux transformateurs dimensionnés dans ce chapitre avec un équivalent classique (Les pertes sont toutes ramenées à 300 K par le coefficient de performance).

Conducteur		YBaCuO				Bismuth					Classique	
		RABiTS				OPIT non torsadé		OPIT torsadé			Cuivre	
		Chaud		Froid				Sans barrières	Avec barrières			
Circuit magnétique		Chaud		Froid		Froid		Froid			Chaud	
\varnothing_{fer} (m)		0,522		0,311		0,438		0,6	0,298		0,5	
Induction dans le fer		1,6		1,6		1,6		1,6				
Pas de torsadage (mm)								10				
Primaire (fils en parallèles / spires par phase)		2	1805	2	5063	6	2565	6	1349	6	5548	
Secondaire (fils en parallèles / spires par phase)		18	190	18	533	58	270	58	142	58	584	
Pertes substrat ou couplage (kW) :	Transverses	6,4		8,2		négligeables		5,5		5,1		160
	Longitudinales	négligeables		négligeables				247,5		2,2		
Pertes ac bobinages (kW)	Longitudinales	1,9		2,4		110		8,3		18,1		
	Transverses	négligeables		négligeables		0,35		2,5		5,2		
Pertes fer (kW)		6,6		52,3		115		173		90,6		25
Perte totales (kW) à 300 K		14,9		62,9		226		437		121,2		185
Impédance de court-circuit		2,7 %		4,44 %		1 %		0,65 %		1,4 %		10 à 20 %
Poids circuit magnétique (t)		9,7		3,85		8,5		12,7		6,7		Total :
Poids des conducteurs (kg)		60		77		122		86		186		50 t

Tableau IV-2 : Transformateurs de 30 MVA classiques et supraconducteurs

Les pertes totales des transformateurs YBCO ne tiennent pas compte des pertes fer dans le substrat nickel, or ces dernières sont très importantes puisque pour le transformateur chaud, elles s'élèvent à environ 18 kW et pour le transformateur froid elles sont de 23 kW. Les pertes du fil YBCO proviennent

donc principalement de son substrat. Malgré ces pertes supplémentaires, les transformateurs YBCO restent tout de même les plus intéressants.

Les pertes AC des bobinages en champ longitudinal ont aussi été calculées pour le transformateur YBCO à circuit magnétique froid et pour le transformateur Bismuth à filaments non torsadés grâce au modèle analytique cylindrique basé sur le modèle de Bean (chapitre II). Les résultats sont en bon accord avec ceux fournis par les formules de Carr. Ils donnent 2,62 kW pour les pertes à chaud dans les enroulements du transformateur YBaCuO et de 109 kW pour les pertes à chaud dans les enroulements du transformateur bismuth.

Les deux tableaux suivants donnent les résultats de l'ensemble des dimensionnements obtenus sur les transformateurs 30 MVA à rubans PIT torsadés avec ou sans barrières résistives et pour différents pas de torsadage. Les résultats sont donnés au point de fonctionnement correspondant au minimum des pertes totales.

Le Tableau IV-3 donne les résultats pour les transformateurs optimisés avec des rubans PIT torsadés sans barrières résistives autour des filaments supraconducteurs.

Pas de torsadage (mm)	1	3	6	10	20
BF (T)	1,6				
Poids (t)	6,59	8,2	9,95	12,72	13,98
Pertes fer (kW) (300 K)	89,6	111,2	135,2	173	190
Ø fer (m)	0,29	0,42	0,5	0,6	0,64
Ns / phase	617	294	202	142	126
Lsc (m)	650	430	350	290	270
Hfe (m)	4,75	2,27	1,56	1,1	1
Lfe (m)	0,088				0,082
Pertes totales (kW) (300 K)	130,8	203	288	436,8	500
Pertes de couplages longitudinales (kW) / phase (300 K)	2,15	12,76	40,76	82,5	99,76
Pertes de couplages transversales (kW) / phase (300 K)	3,51	12,46	5,7	1,83	0,44
Pertes AC longitudinales (kW) / phase (300 K)	6,23	4,11	3,35	2,77	2,59
Pertes AC transversales (kW) / phase (300 K)	1,86	1,23	1	0,83	0,77

Tableau IV-3 : Transformateur 30 MVA à rubans PIT torsadés sans barrières résistives

Le Tableau IV-4 donne les résultats pour les transformateurs optimisés avec des rubans PIT torsadés avec barrières résistives autour des filaments supraconducteurs.

Pas de torsadage (mm)	6	10	20
BF (T)	1,6	1,6	1,6
Poids (t)	6,59	6,66	7,1
Pertes fer (kW) (300 K)	89,6	90,6	96,4
Ø fer (m)	0,29	0,3	0,34
Ns / phase	617	584	444
Lsc (m)	650	630	540
Hfe (m)	4,75	4,5	3,42
Lfe (m)	0,088		
Pertes totales (kW) (300 K)	116,52	121,3	141,1
Pertes de couplages longitudinales (kW) / phase (300 K)	0,28	0,74	2,54
Pertes de couplages transversales (kW) / phase (300 K)	0,63	1,69	5,64
Pertes AC longitudinales (kW) / phase (300 K)	6,22	6,02	5,16
Pertes AC transversales (kW) / phase (300 K)	1,86	1,8	1,54

Tableau IV-4 : Transformateur 30 MVA à rubans PIT torsadés avec barrières résistives

IV.8 Conclusions

Ces extrapolations très préliminaires montrent que pour des puissances élevées (30 MVA), l'essentiel des pertes d'un transformateur supraconducteur utilisant un ruban YBaCuO est dissipé dans le fer. De ce fait, à l'heure actuelle une solution à circuit magnétique froid n'est pas intéressante. Par ailleurs, compte tenu des faibles pertes des bobinages par rapport à celles du circuit magnétique et de la bonne tenue des propriétés de transport de l'YBaCuO sous champ, il n'est pas nécessaire d'intercaler les enroulements primaires et secondaires, cependant une attention particulière doit être prise en ce qui concerne le champ magnétique transverse en tête de bobinage. Ce dernier peut être une source principale et importante de pertes dans les enroulements. Les pertes fer dans le nickel représentent aussi une source de pertes importante.

Pour le transformateur de 30 MVA utilisant le conducteur PIT non twisté, les pertes AC ne sont pas négligeables du tout par rapport aux pertes fer, elles peuvent même être majoritaires. Ce type de

transformateur n'est pas très intéressant par rapport à son homologue traditionnel si ce n'est au niveau du gain en poids.

En ce qui concerne les transformateurs de 30 MVA utilisant des conducteurs PIT twistés, deux catégories ont été distinguées : sans et avec barrières résistives.

- ◆ Les premiers (utilisant les conducteurs PIT sans barrières résistives) donnent des pertes trop importantes (2,3 fois les pertes du transformateur classique) qui sont principalement dûes aux pertes de couplages. Pour réduire ces pertes on utilise des fils PIT twistés avec barrières résistives.
- ◆ Avec ce type de fils, le transformateur présente à la fois de faibles pertes et un gain important sur le poids. Le transformateur ainsi dimensionné est à circuit magnétique froid. Là encore un gain considérable serait apporté par l'utilisation d'un circuit magnétique chaud puisque les pertes proviennent principalement du circuit magnétique.

Pour le moment l'utilisation d'un circuit magnétique froid peut être envisagée seulement pour le transformateur 30 MVA avec le conducteur PIT non twisté où les pertes du circuit magnétique à froid sont quasiment égales à celles des enroulements. Cependant un transformateur ne fonctionne pas tout le temps en régime nominal (60 % du temps). Le reste du temps, il reste à vide sous tension développant ainsi seulement les pertes fer. De ce fait, la solution entièrement froide n'est pas favorable, du moins avec les matériaux magnétiques actuels, car au vu des progrès annoncés sur les matériaux magnétiques (amélioration de près de 40 % des performances sur les tôles FeSi HiB scratchées actuelles [5]) la réalisation d'un transformateur supraconducteur entièrement froid reste envisageable. Avec les performances obtenues dans la littérature [6] sur les matériaux amorphes (0.3 W/kg à 1.5 T), les pertes fer du transformateur PIT non twisté seraient de 3,2 kW soit 35 % des pertes totales. C'est pourquoi, malgré les tests non concluants effectués sur les matériaux amorphes, il conviendrait de refaire certains essais car ces matériaux semblent intéressants (pertes très faibles, résistivité qui varie peu à froid) bien que très délicats à mettre en œuvre.

Dans tous les cas l'utilisation de supraconducteur améliore le transformateur en termes de poids.

Enfin cette étude montre l'amélioration des performances obtenues avec les "coated conductors" par rapport à celles obtenues avec les fils PIT. Les transformateurs à circuit magnétique chaud en "coated conductors" présentent des caractéristiques en termes de pertes et de poids bien meilleures qu'un transformateur classique (80 % de pertes en moins et un facteur gains sur le poids allant de 4 à 5).

Ces dimensionnements très préliminaires permettent d'apporter quelques premières idées sur les futurs transformateurs de puissances supraconducteurs. Pour les études plus approfondies à venir, il serait judicieux de faire une optimisation en s'aidant de logiciels prévus à cet effet comme Pacosma qui permettrait de voir par exemple l'influence de la température de fonctionnement. De plus le dimensionnement devra être mené en partant directement des caractéristiques $J_c(B,T)$ d'un conducteur développé spécialement pour l'application. De ce fait, une association de plusieurs conducteurs unitaires en parallèle ne sera pas nécessaire.

IV.9 Bibliographie

- [1] H.Okubo, H. Goshima, N. Hayakawa, M. Hikita "High voltage insulation of superconducting power apparatus" Ninth International Symposium on High Voltage Engineering. Inst. High Voltage Eng, Graz, Austria; 1995; pp..9007/1-12 vol.9.
- [2] K. Sykulski K. Goddard, et R.L. Stoll, "High temperature superconducting demonstrator transformer : design considerations and first test results" IEEE Transactions on Magnetics. (1999) vol 35 n°5 p 3559-61
- [3] K. Sykulski, K.F. Goddard, R.L. Stoll "A method of estimating the total AC loss in a high-temperature superconducting transformer winding" IEEE Transactions on Magnetics. vol.36, no.4, pt.1; July 2000; p.1183-7
- [4] T. Hardono, C.D. Cook, F. Darmann "Results of AC loss tests on twisted and untwisted HTSC tape exposed to an external field" IEEE Transactions on Applied Superconductivity. vol.11, no.1, pt.2; March 2001; p.2437-40
- [5] T. Kubota, M. Fujikura, Y. Ushigami "recent progress and future trend on grain-oriented silicon steel" Journal of Magnetism and Magnetic Materials vol.215-216; June 2000; p.69-73
- [6] J. Takehara "Study on design of superconducting transformer with amorphous core immersed in LHe" Advances in superconductivity vol 6 n°2 1994 pp 1265-68

Conclusion générale

L'objectif principal de ce travail était l'étude complète d'un transformateur de faible puissance permettant entre autres de tester le ruban supraconducteur haute température critique YBCO déposé développé dans le cadre du projet Européen READY.

Pour répondre aux spécificités demandées plusieurs aspects ont été abordés :

Tout d'abord, la première partie de ce mémoire est consacrée aux pertes dans un ruban supraconducteur à haute température critique. Les divers types de pertes sont explicités et leurs prédominances comparées. La connaissance de ces pertes est primordiale pour pouvoir dimensionner un dispositif à supraconducteurs comme le transformateur afin de prévoir le dispositif de réfrigération, les problèmes de transition et le rendement final. Nous nous sommes intéressés en particulier aux pertes dans les rubans PIT, à filaments torsadés ou non. Des simulations sous le logiciel Flux 3D ont permis de visualiser les phénomènes de couplages et de longueur critique. Plusieurs modèles analytiques ont été analysés. Un modèle analytique basé sur une géométrie cylindrique (bobinages) a été développé ainsi qu'un modèle numérique dans le cadre d'une autre thèse. Une méthode électrique de mesure expérimentale des pertes a permis la mesure de pertes sur divers échantillons autorisant ainsi la comparaison entre les différents modèles. Sur des bobinages, le modèle analytique de Carr et le modèle cylindrique ainsi que le modèle numérique donnent de bons résultats par rapport aux mesures jusqu'à l'approche du courant critique et peuvent être utilisés pour le dimensionnement du transformateur.

Le dimensionnement du transformateur du projet sur le plan électromagnétique a été réalisé en tenant compte du cahier des charges spécifiques aux applications utilisant les supraconducteurs. Ce transformateur sera entièrement supraconducteur et "froid" avec, au secondaire, le supraconducteur développé dans le cadre du projet et au primaire un supraconducteur PIT. Dans ce contexte, des études sur le comportement des matériaux magnétiques à basse température ont été menées. Suites aux résultats obtenus, les tôles FeSi HiB scratché d'épaisseur 0,23 mm semblent convenir les mieux à notre application. Leurs pertes évoluent très peu à froid et reste à un niveau assez faible de 0,7 W/kg pour l'induction de fonctionnement du transformateur ($\approx 1,5$ T). Le comportement du ruban supraconducteur PIT du primaire dans l'azote liquide a été étudié lorsqu'il est soumis à des surintensités qui peuvent survenir dans le transformateur par exemple lors de l'enclenchement ou en régime continu. Le ruban supraconducteur supporte dans de bonnes conditions de refroidissement des surintensités suffisantes pour encaisser le courant d'enclenchement (dans l'azote liquide ou l'hélium gazeux). Des simulations ont été réalisées sous le logiciel éléments finis Flux 2D dans le but d'aider au dimensionnement et de vérifier certains calculs, notamment l'impédance de court-circuit du transformateur. Enfin, les amenées de courant ont été optimisées pour réduire au maximum les pertes. Ce dimensionnement électromagnétique terminé, nous nous sommes attachés à la partie thermique de l'étude.

le refroidissement du transformateur par un tube pulsé a été étudié par simulation thermique numérique et complété par une étude expérimentale. Le tube pulsé sera fixé sur le sommet du circuit magnétique par l'intermédiaire d'une bride en cuivre. Les études ont permis de voir le temps de mise en froid nécessaire (≈ 4 h), les diverses résistances thermiques, les élévations de température en certains points du transformateur avec les améliorations à apporter pour optimiser le refroidissement, et la puissance du tube pulsé nécessaire. Pour un fonctionnement jusqu'à 60 K, la puissance du tube pulsé disponible est suffisante. Pour atteindre des températures proches de 50 K, le fonctionnement du transformateur sous tension réduite pour diminuer les pertes fer est nécessaire.

Une dernière partie traite de l'aspect mécanique du transformateur supraconducteur. Un cryostat contenant le transformateur, le système de réfrigération et les différents systèmes de protection / mesure a été dessiné. La structure tient compte des contractions différentielles des différents matériaux et est dessinée pour ne faire subir aucune contrainte au tube pulsé tout en assurant des pertes thermiques assez faibles. Le nombre de liaisons entre le transformateur et l'extérieur a été réduit au maximum pour limiter les problèmes de fuites et la complexité du montage. Ainsi seules deux liaisons servent pour les amenées de courant, les capteurs, le remplissage et l'évacuation des gaz en cas de transitions.

Parallèlement à ces études sur le transformateur de 41 kVA du projet READY d'autres transformateurs ont été dimensionnés :

Tout d'abord, un transformateur équivalant à celui du projet (même puissance, mêmes supraconducteurs utilisés et mêmes solutions technologiques) mais sans contraintes sur la longueur de supraconducteur au secondaire a été dimensionné. Il permet ainsi un gain en poids et en pertes conséquent par rapport au prototype du projet. Par rapport à un transformateur équivalent traditionnel (41 kVA) le gain apporté par la solution supraconductrice n'est pas très important sauf en termes de poids (facteur 2). Nous avons donc regardé les avantages de la solution supraconductrice pour des transformateurs de plus forte puissance (30 MVA).

Des transformateurs de puissances supérieures (30 MVA) à circuit magnétique "froid", soit utilisant seulement des conducteurs de type PIT torsadés ou non soit seulement des conducteurs déposés YBCO, ont fait l'objet d'une étude préliminaire. Les transformateurs réalisés en conducteurs PIT classiques (non torsadés) permettent surtout des gains sur le poids par rapport à un dispositif classique. Les pertes dans les enroulements sont du même ordre de grandeur que les pertes fer. Les transformateurs réalisés en conducteurs PIT à filaments torsadés sans barrières résistives ont des pertes de couplages très importantes, ainsi le gain réalisé sur les pertes par hystérésis est perdu. Les transformateurs réalisés en conducteur PIT à filaments torsadés avec barrières résistives représentent une solution intéressante, plus avantageuse par rapport à un dispositif classique tant au niveau du poids qu'au niveau des pertes. Les transformateurs réalisés en conducteur YBCO sont les plus intéressants. Ils permettent des gains très importants à conditions de prendre des précautions quant au champ transverse source principale de pertes dans les enroulements (pertes dans le substrat). A ces puissances élevées et pour pratiquement tous les

Conclusion générale

transformateurs dimensionnés, l'utilisation d'un circuit magnétique froid n'est pas intéressante avec les matériaux magnétiques disponibles actuellement, les pertes fer devenant alors les pertes majoritaires.

Pour l'avenir, en ce qui concerne le transformateur de READY il reste à :

- faire des tests de pertes AC, de surintensité sur des échantillons de conducteur secondaire.
- refaire quelques essais sur des matériaux amorphes qui paraissent très prometteurs.
- mener une expérimentation avec le tube pulsé réel pour confirmer les mesures réalisées avec le récipient d'azote en cuivre.
- construire le cryostat, le circuit magnétique et bobiner les enroulements.
- faire les essais.

Pour les transformateurs supraconducteurs de plus fortes puissances, il serait intéressant de mener une étude plus approfondie basée sur un logiciel d'optimisation comme Pacosma permettant de voir l'influence de la température de fonctionnement et basé sur un conducteur développé spécifiquement pour ce genre d'application ($J_c(B,T)$).

Pertes dans un cylindre supraconducteur

1.1 Introduction

Cette annexe présente le calcul détaillé des pertes en fonction du temps pour un cylindre supraconducteur infini, dans trois configurations différentes. Ces configurations correspondent aux trois conditions dans lesquelles peut se trouver une couche de bobinage à l'intérieur d'une bobine :

- bobine mono-couche ou couche externe d'une bobine multi-couches, donc soumise uniquement à son propre champ magnétique à l'intérieur.
- couche interne non alimentée, donc soumise à l'intérieur et à l'extérieur au champ magnétique des couches externes.
- couche interne alimentée, donc soumise à l'extérieur au champ magnétique des couches externes et à l'intérieur au champ magnétique des couches externes plus à son propre champ magnétique.

1.2 Présentation détaillée des calculs dans le cas mono-couche

1.2.1 *Modèle*

Le modèle et la méthode de calcul des pertes sont ceux présentés au chapitre II.

1.2.2 *Calcul des pertes dans une bobine mono-couche*

1.2.2.1 *Répartition des grandeurs électromagnétiques*

Le cylindre est parcouru par un courant $I_h = I_{hM} \sin(\omega t)$ où I_h est le courant par unité de hauteur. Les répartitions, en régime permanent, des différentes grandeurs électromagnétiques dans le cylindre (Figure 1) ont été déterminées chapitre II. Elle sont rappelées ici, puis les équations de ces répartitions sont ensuite données.

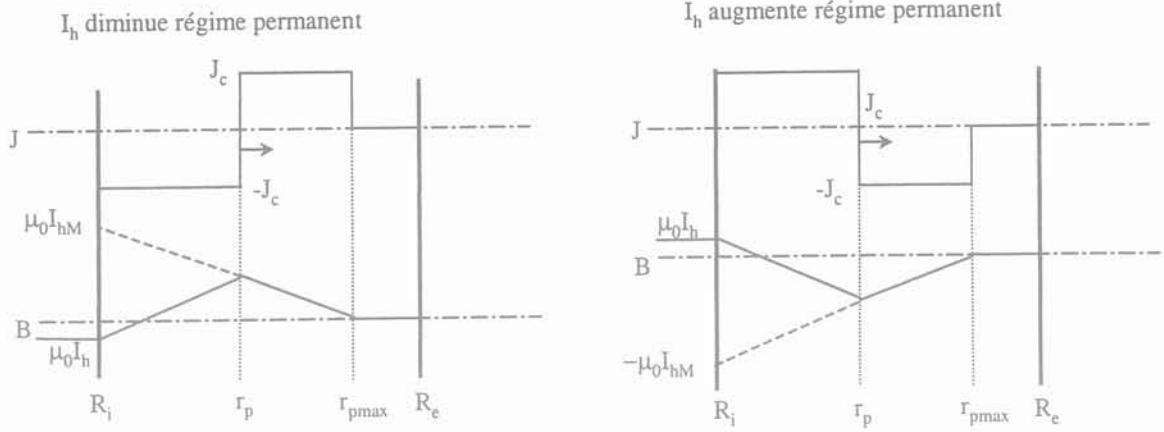


Figure 1 : Répartition de J , E et B dans une bobine monocouche.

Lorsque I_h diminue :

Pour $R_i \leq r \leq r_p$:

$$\text{Rot } \vec{B} = \mu_0 \vec{J}_c \text{ et en } r = R_i \rightarrow B = \mu_0 I_h$$

$$\rightarrow B = \mu_0 J_c (r - R_i) + \mu_0 I_h$$

$$\text{Rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \Rightarrow \frac{E}{r} + \frac{\partial E}{\partial r} = -\mu_0 \frac{\partial I_h}{\partial t} \text{ et en } r = R_p \rightarrow E = 0$$

$$E = \frac{1}{2} \mu_0 \frac{\partial I_h}{\partial t} \left(\frac{r_p^2}{r} - r \right) \text{ avec } r_p = \frac{I_M - I_h}{2J_c} + R_i \text{ (obtenu en égalant en } r = R_p \text{ les champs magnétiques)}$$

Pour $r_p \leq r \leq r_{pmax}$:

$$B = \mu_0 J_c (R_i - r) + \mu_0 I_h$$

$$E = 0$$

Pour $r_{pmax} \leq r \leq R_e$:

$$B = 0$$

$$E = 0$$

De la même façon, quand I_h augmente :

Pour $r_i \leq r \leq r_p$:

$$B = \mu_0 J_c (R_i - r) + \mu_0 I_h$$

$$E = \frac{1}{2} \mu_0 \frac{\partial I_h}{\partial t} \left(\frac{r_p^2}{r} - r \right) \text{ avec } r_p = \frac{I_M + I_h}{2J_c} + R_i$$

Pour $r_p \leq r \leq r_{pmax}$:

$$B = \mu_0 J_c (r - R_i) + \mu_0 I_h$$

$$E = 0$$

Pour $r_{pmax} \leq r \leq R_e$:

$$B = 0$$

$$E = 0$$

1.2.2.2 Calcul des pertes instantanées et moyennes

Les pertes volumiques instantanées dans la bobine, peuvent se calculer de deux façons. Pour une hauteur b de cylindre, on peut déterminer :

la puissance active instantanée consommée dans la bobine :

$$p_c(t) = \int_{r_i}^{r_p} \int_0^{2\pi} \int_0^b E \cdot J \cdot r \cdot \partial r \cdot \partial \theta \cdot \partial z \quad (1)$$

la puissance active instantanée fournie par la source :

$$p_f(t) = u(t) \cdot i(t) = 2 \cdot \pi \cdot R_i \cdot E(R_i) \cdot b \cdot I_M \sin(\omega t) \quad (2)$$

On trouve alors :

$$p_c(t) = -\pi \cdot b \cdot \mu_0 \cdot J_c \cdot I_M \cdot \omega \cdot \cos \omega t \left[\frac{2r_p^3}{3} - R_i \cdot r_p^2 + \frac{R_i^3}{3} \right] \quad (3)$$

$$p_f(t) = \pi \cdot b \cdot R_i \cdot \mu_0 \cdot I_M^2 \cdot \omega \cdot \cos \omega t \sin \omega t \cdot \left(\frac{r_p^2}{R_i} - R_i \right) \quad (4)$$

avec $r_p = \frac{1}{2J_c} I_M (1 - \varepsilon \cdot \sin \omega t) + R_i$

où $\varepsilon = \text{signe} \left(\frac{dI_M}{dt} \right)$

Si on intègre sur une période, on trouve :

$$P_c = \langle p_c(t) \rangle = \frac{4}{3T} \pi \cdot b \cdot \mu_0 \left[\frac{R_i \cdot I_{hM}^3}{J_c} + \frac{I_{hM}^4}{2 \cdot J_c^2} \right] \quad (5)$$

Donc, si l'on considère une bobine réelle, on a, pour une spire de hauteur b parcourue par un courant $i(t) = \hat{I}_M \sin(\omega t)$:

$$P_c = \langle P_c(t) \rangle = \frac{4}{3T} \pi \mu_0 \left[\frac{R_i \hat{I}_M^3}{J_c b^2} + \frac{\hat{I}_M^4}{2 J_c^2 b^3} \right] \quad (6)$$

Pour la suite, on donnera juste les valeurs des pertes instantanées, les pertes moyennées sur une période menant à des expressions analytiques trop complexes.

1.3 n^{ième} couche d'une bobine

1.3.1 Couche interne non alimentée.

Si l'on suppose une bobine possédant n couches de filaments supraconducteurs dont la $n^{\text{ième}}$ couche n'est pas alimentée, cette couche peut se modéliser par un cylindre concentrique, soumis au même champ magnétique à l'extérieur et à l'intérieur, ce champ magnétique provenant des couches alimentées situées à l'extérieur de la couche étudiée. Les couches situées à l'intérieur et les couches non alimentées situées à l'extérieur ne contribuent pas au champ magnétique que subit cette bobine.

Cette couche travaille donc uniquement en champ extérieur, et on considèrera qu'elle est soumise à un champ magnétique sinusoïdal $H_e(t)=H_M \sin(\omega t)$, à l'intérieur et à l'extérieur.

Il faut distinguer deux cas, suivant que cette couche entre ou non en pénétration complète (courant présent partout) au cours du temps. Cette condition peut s'exprimer en fonction de la valeur du champ magnétique extérieur ; si la valeur maximale de ce champ est toujours inférieure à une certaine valeur H_p , il n'y a jamais pénétration complète, si elle est supérieure, il y a pénétration complète pendant une partie du temps. On trouve :

$$H_p = \frac{e \cdot J_c}{2} \quad (7)$$

Dans toute la suite, $\epsilon = \text{signe}\left(\frac{dI_h}{dt}\right)$.

1.3.1.1 Si il n'y a jamais pénétration complète ($H_M \leq J_c e / 2$)

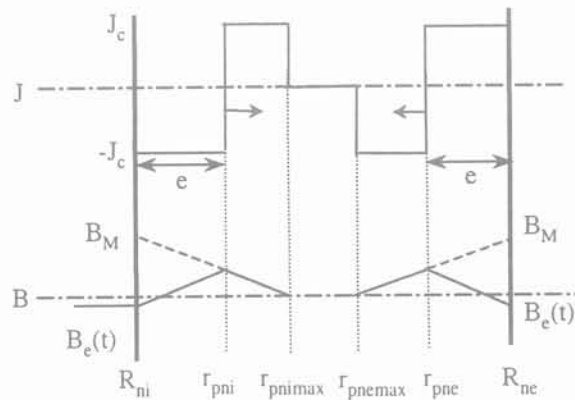


Figure 2 : couche non alimentée.

Les grandeurs électromagnétiques J, E et b ont alors comme équation :

Pour $R_{ni} \leq r \leq r_{pni}$:

$$J = \epsilon J_c$$

$$B = \epsilon \mu_0 J_c (R_{ni} - r) + B_e(t)$$

$$E = \frac{1}{2} \frac{\partial B_e(t)}{\partial t} \left(\frac{r_{pni}^2}{r} - r \right) \text{ avec } r_{pni} = R_{ni} + \frac{B_M (1 + \epsilon \sin(\omega t))}{2 \mu_0 J_c}$$

Pour $r_{pni} \leq r \leq r_{pnimax}$:

$$J = -\epsilon J_c$$

$$B = \epsilon \mu_0 J_c (r - R_{ni}) - \epsilon B_M$$

$$E = 0$$

Pour $r_{pnimax} \leq r \leq r_{pne}$:

$$J = 0$$

$$B = 0$$

$$E = 0$$

Pour $r_{pne} \leq r \leq R_{ne}$:

$$J = \epsilon J_c$$

$$B = \mu\epsilon\mu_0 J_c (R_{nc} - r) - \epsilon B_M$$

$$E = 0$$

Pour $r_{pnc} \leq r \leq R_{nc}$:

$$J = -\epsilon J_c$$

$$B = \mu\epsilon\mu_0 J_c (r - R_{nc}) + B_c(t)$$

$$E = \frac{1}{2} \frac{\partial B_c(t)}{\partial t} \left(\frac{r_{pnc}^2}{r} - r \right) \text{ avec } r_{pnc} = R_{nc} \frac{B_M(1 + \epsilon \sin(\omega t))}{2\mu_0 J_c}$$

Valeurs des pertes instantanées (calculée avec la formule (1))

Pour une spire de hauteur b:

$$p(t) = \epsilon \pi b \frac{\partial B_c(t)}{\partial t} J_c \left(\frac{2}{3} (r_{pmi}^3 + r_{pnc}^3) - R_{ni} r_{pmi}^2 - R_{nc} r_{pnc}^2 + \frac{1}{3} (R_{nc}^3 + R_{ni}^3) \right) \quad (8)$$

$$\text{avec } r_{pmi} = R_{ni} + \frac{B_M(1 + \epsilon \sin(\omega t))}{2\mu_0 J_c} \text{ et } r_{pnc} = R_{nc} \frac{B_M(1 + \epsilon \sin(\omega t))}{2\mu_0 J_c}$$

1.3.1.2 Si il y a pénétration complète au cours du temps ($H_M \geq J_c e/2$)

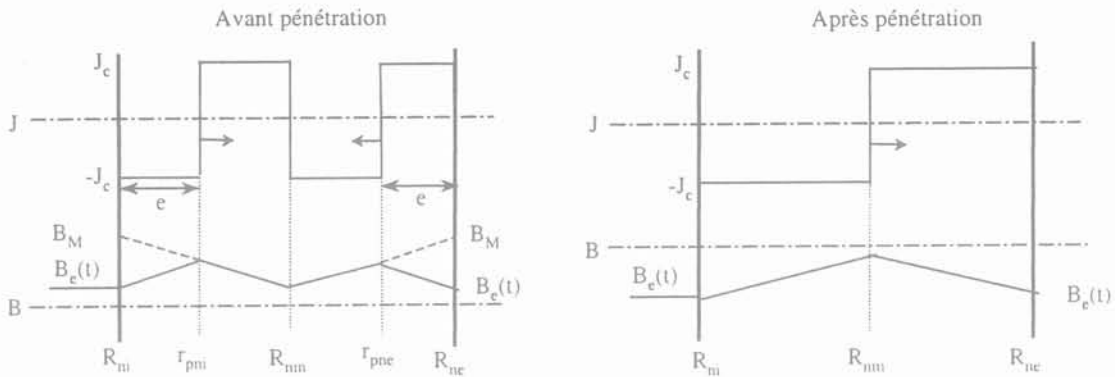


Figure 3 : couche non alimentée.

Avant pénétration complète :

Pour $R_{ni} \leq r \leq r_{pmi}$:

$$J = \epsilon J_c$$

$$B = \mu\epsilon\mu_0 J_c (R_{ni} - r) + B_c(t)$$

$$E = \frac{1}{2} \frac{\partial B_c(t)}{\partial t} \left(\frac{r_{pmi}^2}{r} - r \right) \text{ avec } r_{pmi} = R_{ni} + \frac{B_M(1 + \epsilon \sin(\omega t))}{2\mu_0 J_c}$$

Pour $r_{pmi} \leq r \leq R_{nm}$:

$$J = -\epsilon J_c$$

$$B = \mu\epsilon\mu_0 J_c (r - R_{ni}) - \epsilon B_M$$

$$E = 0$$

Pour $r_{nm} \leq r \leq r_{pnc}$:

$$\begin{aligned} J &= \epsilon J_c \\ B &= \mu \epsilon \mu_0 J_c (R_{nc} - r) - \epsilon B_M \\ E &= 0 \end{aligned}$$

Pour $r_{pnc} \leq r \leq R_{nc}$:

$$\begin{aligned} J &= -\epsilon J_c \\ B &= \mu \epsilon \mu_0 J_c (r - R_{ni}) + B_c(t) \\ E &= \frac{1}{2} \frac{\partial B_c(t)}{\partial t} \left(\frac{r_{pnc}^2}{r} - r \right) \text{ avec } r_{pnc} = R_{nc} \frac{B_M(1 + \epsilon \sin(\omega t))}{2\mu_0 J_c} \end{aligned}$$

Après pénétration complète :

Pour $R_{ni} \leq r \leq R_{nm}$:

$$\begin{aligned} J &= \epsilon J_c \\ B &= \mu \epsilon \mu_0 J_c (R_{ni} - r) + B_c(t) \\ E &= \frac{1}{2} \frac{\partial B_c(t)}{\partial t} \left(\frac{r_{nm}^2}{r} - r \right) \text{ avec } R_{nm} = \frac{R_{ni} + R_{nc}}{2} \end{aligned}$$

Pour $R_{nm} \leq r \leq R_{nc}$:

$$\begin{aligned} J &= -\epsilon J_c \\ B &= \mu \epsilon \mu_0 J_c (r - R_{nc}) + B_c(t) \\ E &= \frac{1}{2} \frac{\partial B_c(t)}{\partial t} \left(\frac{r_{nm}^2}{r} - r \right) \text{ avec } R_{nm} = \frac{R_{ni} + R_{nc}}{2} \end{aligned}$$

Valeurs des pertes instantanées

Il y a pénétration incomplète pour $\frac{T}{4} + k\frac{T}{2} \leq t \leq t_p$ avec $t_p = k\frac{T}{2} + \frac{T}{2\pi} \left(\text{asin}(\mu_0 \frac{J_c e}{B_{cmax}} - 1) \right)$.

Il y a pénétration complète pour $t_p \leq t \leq \frac{T}{4} + (k+1)\frac{T}{2}$

Les pertes pour une spire de hauteur b ont donc pour expression :

Avant pénétration complète ($\frac{T}{4} + k\frac{T}{2} \leq t \leq t_p$)

$$p(t) = \epsilon \pi b \frac{\partial B_c(t)}{\partial t} J_c \left(\frac{2}{3} (r_{pni}^3 + r_{pnc}^3) - R_{ni} r_{pni}^2 - R_{nc} r_{pnc}^2 + \frac{1}{3} (R_{nc}^3 + R_{ni}^3) \right) \quad (9)$$

avec $r_{pni} = R_{ni} + \frac{B_M(1 + \epsilon \sin(\omega t))}{2\mu_0 J_c}$ et $r_{pnc} = R_{nc} - \frac{B_M(1 + \epsilon \sin(\omega t))}{2\mu_0 J_c}$

Après pénétration complète ($t_p \leq t \leq \frac{T}{4} + (k+1)\frac{T}{2}$)

$$p(t) = \epsilon \pi b \frac{\partial B_c(t)}{\partial t} J_c \left(-\frac{2}{3} R_{nm}^3 + \frac{1}{3} (R_{nc}^3 + R_{ni}^3) \right) \quad (10)$$

avec $R_{nm} = \frac{R_{ni} + R_{nc}}{2}$

1.3.2 couche interne alimentée

Si l'on suppose une bobine possédant n couches de filaments supraconducteurs dont la $n^{\text{ième}}$ couche est alimentée, cette couche peut se modéliser par un cylindre concentrique soumis à un champ magnétique extérieur $H_e(t)$ et un champ magnétique intérieur $H_e(t)+I_h(t)$. Le champ magnétique $H_e(t)$ provenant des couches alimentées situées à l'extérieur de la couche étudiée, cette couche est donc soumise à un champ magnétique sinusoïdal $H_e(t)=H_M \sin(\omega t)$ à l'extérieur, et a un champ intérieur $H_e(t)+I_h(t)=(H_M+I_M) \sin(\omega t)$ (si $I_h(t)$ est le courant par unité de hauteur et est en phase avec $H_e(t)$).

Il faut distinguer deux cas, suivant que cette couche entre ou non en pénétration complète (courant présent partout). Cette condition peut s'exprimer en fonction de la valeur du champ magnétique extérieur ; si la valeur maximale de ce champ est toujours inférieure à une certaine valeur H_p , il n'y a jamais pénétration complète ; si elle est supérieure, il y a pénétration complète pendant une partie du temps. On trouve :

$$H_p = \frac{e \cdot J_c - I_M}{2} \quad (11)$$

1.3.2.1 Si il n'y a jamais pénétration complète ($H_M \leq (e \cdot J_c - I_M) / 2$)

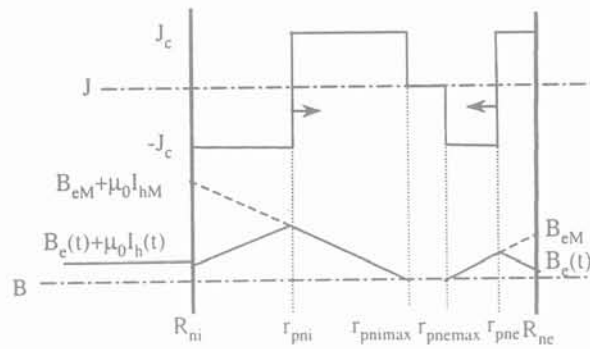


Figure 4 : couche alimentée.

Les grandeurs électromagnétiques J , E et B ont alors comme équation :

Pour $R_{ni} \leq r \leq r_{pni}$:

$$J = \epsilon J_c$$

$$B = \epsilon \mu_0 J_c (R_{ni} - r) + (B_e(t) + \mu_0 I_h(t))$$

$$E = \frac{1}{2} \frac{\partial (B_e(t) + \mu_0 I_h(t))}{\partial t} \left(\frac{r_{pni}^2}{r} - r \right) \text{ avec } r_{pni} = R_{ni} + \frac{(B_{eM} + \mu_0 I_M)(1 + \epsilon \sin(\omega t))}{2 \mu_0 J_c}$$

Pour $r_{pni} \leq r \leq r_{pnimax}$:

$$J = -\epsilon J_c$$

$$B = \epsilon \mu_0 J_c (r - R_{ni}) - \epsilon (B_{eM} + \mu_0 I_M)$$

$$E = 0$$

Pour $r_{pnimax} \leq r \leq r_{pnc}$:

$$J = 0$$

$$B = 0$$

$$E = 0$$

Pour $r_{pne} \leq r \leq r_{pne}$:

$$J = \epsilon J_c$$

$$B = \epsilon \mu_0 J_c (R_{nc} - r) - \epsilon (B_{eM} + \mu_0 I_M)$$

$$E = 0$$

Pour $r_{pne} \leq r \leq R_{nc}$:

$$J = -\epsilon J_c$$

$$B = \epsilon \mu_0 J_c (r - R_{nc}) + B_e(t)$$

$$E = \frac{1}{2} \frac{\partial B_e(t)}{\partial t} \left(\frac{r_{pne}^2}{r} - r \right) \text{ avec } r_{pne} = R_{nc} \frac{B_{eM}(1 + \epsilon \sin(\omega t))}{2\mu_0 J_c}$$

Valeurs des pertes instantanées

Pour une spire de hauteur b:

$$p(t) = \epsilon \pi b J_c \left(\frac{\partial (B_e(t) + \mu_0 I_M(t))}{\partial t} \left(\frac{2}{3} r_{pni}^3 - R_{ni} r_{pni}^2 + \frac{1}{3} R_{ni}^3 \right) + \frac{\partial B_e(t)}{\partial t} \left(\frac{2}{3} r_{pne}^3 - R_{nc} r_{pne}^2 + \frac{1}{3} R_{nc}^3 \right) \right) \quad (12)$$

$$\text{avec } r_{pni} = R_{ni} + \frac{(B_{eM} + \mu_0 I_M)(1 + \epsilon \sin(\omega t))}{2\mu_0 J_c} \text{ et } r_{pne} = R_{nc} \frac{B_{eM}(1 + \epsilon \sin(\omega t))}{2\mu_0 J_c}$$

1.3.2.2 Si il y a pénétration complète au cours du temps ($H_M \geq (e J_c - I_M)/2$)

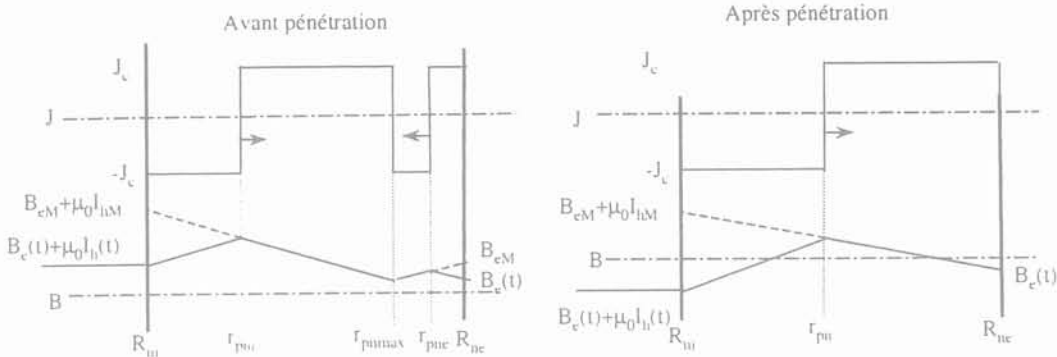


Figure 5 : couche alimentée.

Avant pénétration complète :

Pour $R_{ni} \leq r \leq r_{pni}$:

$$J = \epsilon J_c$$

$$B = \epsilon \mu_0 J_c (R_{ni} - r) + (B_e(t) + \mu_0 I_M(t))$$

$$E = \frac{1}{2} \frac{\partial (B_e(t) + \mu_0 I_M(t))}{\partial t} \left(\frac{r_{pni}^2}{r} - r \right) \text{ avec } r_{pni} = R_{ni} + \frac{(B_{eM} + \mu_0 I_M)(1 + \epsilon \sin(\omega t))}{2\mu_0 J_c}$$

Pour $r_{pni} \leq r \leq r_{pni}$:

$$J = -\epsilon J_c$$

$$B = \epsilon \mu_0 J_c (r - R_{ni}) - \epsilon (B_{eM} + \mu_0 I_M)$$

$$E = 0$$

Pour $r_{pni} \leq r \leq r_{pne}$:

$$\begin{aligned} J &= \varepsilon J_c \\ B &= \varepsilon \mu_0 J_c (R_{ne} - r) - \varepsilon (B_{eM} + \mu_0 I_M) \\ E &= 0 \end{aligned}$$

Pour $r_{pnc} \leq r \leq R_{ne}$:

$$\begin{aligned} J &= -\varepsilon J_c \\ B &= \varepsilon \mu_0 J_c (r - R_{ne}) + B_e(t) \\ E &= \frac{1}{2} \frac{\partial B_e(t)}{\partial t} \left(\frac{r_{pnc}^2}{r} - r \right) \text{ avec } r_{pnc} = R_{ne} - \frac{B_{eM}(1 + \varepsilon \sin(\omega t))}{2\mu_0 J_c} \end{aligned}$$

Après pénétration complète :

Pour $R_{ni} \leq r \leq R_{nm}$:

$$\begin{aligned} J &= \varepsilon J_c \\ B &= \varepsilon \mu_0 J_c (R_{ni} - r) + (B_e(t) + \mu_0 I_h(t)) \\ E &= \frac{1}{2} \frac{\partial B_e(t)}{\partial t} \left(\frac{r_{pm}^2}{r} - r \right) \text{ avec } r_{pm} = \frac{R_{ni} + R_{ne}}{2} - \varepsilon \frac{I_h}{2J_c} = R_{nm} - \varepsilon \frac{I_h}{2J_c} \end{aligned}$$

Pour $R_{nm} \leq r \leq R_{nc}$:

$$\begin{aligned} J &= -\varepsilon J_c \\ B &= \varepsilon \mu_0 J_c (r - R_{nc}) + B_e(t) \\ E &= \frac{1}{2} \frac{\partial B_e(t)}{\partial t} \left(\frac{r_{pn}^2}{r} - r \right) \text{ avec } r_{pn} = R_{nm} - \varepsilon \frac{I_h}{2J_c} \end{aligned}$$

Valeurs des pertes instantanées

Il y a pénétration incomplète pour

$$\frac{T}{4} + k \frac{T}{2} \leq t \leq t_p \text{ avec } t_p = k \frac{T}{2} + \frac{T}{2\pi} \arcsin \left(\frac{\mu_0 (\varepsilon J_c - I_M)}{B_{eM}} - 1 \right)$$

Il y a pénétration complète pour $t_p \leq t \leq \frac{T}{4} + k \frac{T}{2}$

Les pertes pour une spire de hauteur b ont donc pour expression

Avant pénétration complète ($k \frac{T}{2} \leq t \leq t_p$)

$$p(t) = \varepsilon \pi b J_c \left(\frac{\partial (B_e(t) + \mu_0 I_h(t))}{\partial t} \left(\frac{2}{3} r_{pm}^3 - R_{ni} r_{pm}^2 + \frac{1}{3} R_{ni}^3 \right) + \frac{\partial B_e(t)}{\partial t} \left(\frac{2}{3} r_{pnc}^3 - R_{ne} r_{pnc}^2 + \frac{1}{3} R_{ne}^3 \right) \right) \quad (13)$$

$$\text{avec } r_{pm} = R_{ni} + \frac{(B_{eM} + \mu_0 I_M)(1 + \varepsilon \sin(\omega t))}{2\mu_0 J_c} \text{ et } r_{pnc} = R_{ne} - \frac{B_{eM}(1 + \varepsilon \sin(\omega t))}{2\mu_0 J_c}$$

Après pénétration complète ($t_p \leq t \leq \frac{T}{4} + k \frac{T}{2}$)

$$p(t) = \varepsilon \pi b J_c \left(\frac{\partial (B_e(t) + \mu_0 I_h(t))}{\partial t} \left(\frac{2}{3} r_{pn}^3 - R_{ni} r_{pn}^2 + \frac{1}{3} R_{ni}^3 \right) + \frac{\partial B_e(t)}{\partial t} \left(\frac{2}{3} r_{pn}^3 - R_{ne} r_{pn}^2 + \frac{1}{3} R_{ne}^3 \right) \right) \quad (14)$$

$$\text{avec } r_{pn} = R_{nm} - \varepsilon \frac{I_h}{2J_c}$$

