



HAL
open science

Limiteur supraconducteur de courant structure hybride originale

Jean Lévêque

► **To cite this version:**

Jean Lévêque. Limiteur supraconducteur de courant structure hybride originale. Energie électrique. Institut National Polytechnique Grenoble (INPG), 1993. Français. NNT: . tel-02005943

HAL Id: tel-02005943

<https://hal.science/tel-02005943>

Submitted on 4 Feb 2019

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.

T 394 pichal

MEDIATHEQUE AMPERE GRENOBLE INPG



D

051 097765 4

THESE

présentée par

Jean LEVEQUE

Pour obtenir le titre de DOCTEUR

DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

(SPECIALITE : GENIE ELECTRIQUE)

(arrêté Ministériel du 30 mars 1992)

LIMITEUR SUPRACONDUCTEUR DE COURANT STRUCTURE HYBRIDE ORIGINALE

DATE DE SOUTENANCE : 26 Février 1993

COMPOSITION DU JURY : J.F. RIALLAND (Président)
Y. BRUNET
M. IVANES
V.D. PHAM
P.G. THEROND
P. TIXADOR

THESE PREPAREE AU SEIN DU LABORATOIRE D'ELECTROTECHNIQUE DE GRENOBLE ET
DU CENTRE DE RECHERCHES SUR LES TRES BASSES TEMPERATURES

THESE

présentée par

Jean LEVEQUE

**Pour obtenir le titre de DOCTEUR
DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE**

(SPECIALITE : GENIE ELECTRIQUE)

(arrêté Ministériel du 30 mars 1992)

**LIMITEUR SUPRACONDUCTEUR DE COURANT
STRUCTURE HYBRIDE ORIGINALE**

DATE DE SOUTENANCE : 26 Février 1993

COMPOSITION DU JURY : J.F. RIALLAND (Président)
Y. BRUNET
M. IVANES
V.D. PHAM
P.G. THEROND
P. TIXADOR

THESE PREPAREE AU SEIN DU LABORATOIRE D'ELECTROTECHNIQUE DE GRENOBLE ET
DU CENTRE DE RECHERCHES SUR LES TRES BASSES TEMPERATURES

PRESIDENT DE L'INSTITUT
Monsieur Maurice RENAUD

Année 1991/1992

PROFESSEURS DES UNIVERSITES

BARIBAUD	Michel	ENSERG
BARRAUD	Alain	ENSIEG
BAUDELET	Bernard	ENSPG
BAUDIN	Gerard	UFR PGP
BEUFILS	Jean-Pierre	ENSIEG/ILL
BOIS	Philippe	ENSHMG
BONNET	Guy	ENSPG
BOUVIER	Gerard	ENSERG
BRISSONNEAU	Pierre	ENSIEG
BRUNET	Yves	CUEFA
CAILLERIE	Denis	ENSHMG
CAVAIGNAC	Jean-François	ENSPG
CHARTIER	Germain	ENSPG
CHENEVIER	Pierre	ENSERG
CHERADAME	Hervé	UFR/PGP
CHERUY	Arlette	ENSIEG
CHOYET	Alain	ENSERG
COGNET	Gerard	ENSHMG
COLINET	Catherine	ENSEEG
COMMAULT	Christian	ENSIEG
CORNUT	Bruno	ENSIEG
COULOMB	Jean-Louis	ENSIEG
CROWLEY	James	ENSIMAG
DALARD	Francis	ENSEEG
DARVE	Félix	ENSHMG
DELLA DORA	Jean	ENSIMAG
DEPEY	Maurice	ENSERG
DEPORTES	Jacques	ENSPG
DEROO	Daniel	ENSEEG
DESRE	Pierre	ENSEEG
DIARD	Jean-Paul	ENSEEG
DOLMAZON	Jean-Marc	ENSERG
DURAND	Francis	ENSEEG
DURAND	Jean-Louis	ENSPG
FAUTRELLE	Yves	ENSHMG
FOGGIA	Albert	ENSIEG
FONLUPT	Jean	ENSIMAG
FOULARD	Claude	ENSIEG
GALERIE	Alain	ENSEEG
GANDINI	Alessandro	UFR/PGP
GAUBERT	Claude	ENSPG
GENTIL	Pierre	ENSERG
GENTIL	Sylviane	ENSIEG
GREVEN	Helène	CUEFA
GUERIN	Bernard	ENSERG
GUYOT	Pierre	ENSEEG
IVANES	Marcel	ENSIEG
JALLUT	Christian	ENSEEG

JANDOT	Marie-Thérèse	ENSERG
JAUSSAUD	Pierre	ENSIEG
JOST	Rémy	ENSPG
JOUBERT	Jean-Claude	ENSPG
JOURDAIN	Geneviève	ENSIEG
KUENY	Jean-Louis	ENSHMG
LACHENAL	Dominique	UFR/PGP
LACQUME	Jean-Louis	ENSIEG
LADET	Pierre	ENSIEG
LESTEUR	Marcel	ENSHMG
LESPINARD	Georges	ENSHMG
LIENARD	Joël	ENSIEG
LONGEQUEUE	Jean-Pierre	ENSPG
LORET	Benjamin	ENSHMG
LOUCHET	Francois	ENSEEG
LUCAZEAU	Guy	ENSEEG
LUX	Augustin	ENSIMAG
MASSE	Philippe	ENSIEG
MASSELOT	Christian	ENSIEG
MAZARE	Guy	ENSIMAG
MICHEL	Gérard	ENSIMAG
MDHR	Roger	ENSIMAG
MOREAU	René	ENSHMG
MORET	Roger	ENSIEG
MOSSIÈRE	Jacques	ENSIMAG
DELED	Charles	ENSHMG
OZIL	Patrick	ENSEEG
PANANAKAKIS	Georges	ENSERG
PAULEAU	Yves	ENSEEG
PERRET	Robert	ENSIEG
PIAU	Jean-Michel	ENSHMG
PIC	Etienne	ENSERG
PLATEAU	Brigitte	ENSIMAG
POUPOT	Christian	ENSERG
RAMEAU	Jean-Jacques	ENSEEG
REINISCH	Raymond	ENSPG
RENAUD	Maurice	UFR/PGP
ROBERT	François	ENSIMAG
ROSSIGNOL	Michel	ENSPG
ROYE	Daniel	ENSIEG
SABONNADIÈRE	Jean-Claude	ENSIEG
SAGUET	Pierre	ENSERG
SAUCIER	Gabrièle	ENSIMAG
SCHLENKER	Claire	ENSPG
SCHLENKER	Michel	ENSPG
SILVY	Jacques	UFR/PGP
SIRIEYS	Pierre	ENSHMG
SOHM	Jean-Claude	ENSEEG
SOLER	Jean-Louis	ENSIMAG
SOUQUET	Jean-Louis	ENSEEG
TICHKIEWITCH	Serge	ENSHMG
TROMPETTE	Philippe	ENSHMG
TRYSTRAM	Denis	ENSGI
VEILLON	Gérard	ENSIMAG
VERJUS	Jean-Pierre	ENSIMAG
VINCENT	Henri	ENSPG
ZADWORNÝ	François	ENSERG

SITUATION PARTICULIERE

PROFESSEURS D'UNIVERSITE

DETACHEMENT

ENSERG	BLIMAN	Samuel	Mutation	
ENSPG	BLOCH	Daniel	Recteur	21/12/93
ENSIMAG	LATOMBE	Jean-Claude	Détachement	01/05/93
ENSHMG	PIERRARD	Jean-Marie	Disponible	

RETRAITE

ENSEEG	BONNETAIN	Lucien	
--------	-----------	--------	--

DIRECTEURS DE RECHERCHE CNRS

ABELLO	Louis	MEUNIER	Gérard
ALDEBERT	Pierre	MICHEL	Jean-Marie
ALEMANY	Antoine	NAYROLLES	Bernard
ALLIBERT	Colette	PASTUREL	Alain
ALLIBERT	Michel	PEUZIN	Jean-Claude
ANSARA	Ibrahim	PHAM	Antoine
ARMAND	Michel	PIAU	Monique
AUDIER	Marc	PIQUE	Jean-Paul
AUGUYARD	Jean-François	POINSIGNON	Christiane
AVIGNON	Michel	PREJEAN	Jean-Jacques
BERNARD	Claude	RENOUARD	Dominique
BINDER	Gilbert	SENATEUR	Jean-Pierre
BLAISING	Jean-Jacques	SIFAKIS	Joseph
BONNET	Roland	SIMON	Jean-Paul
BORNARD	Guy	SUERY	Michel
BOUCHERLE	Jean-Xavier	TEODOSIU	Christian
CAILLET	Marcel	YACHAUD	Georges
CARRE	René	VAUCLIN	Michel
CHASSERY	Jean-Marc	WACK	Bernard
CHATILLON	Christian	YAYARI	Ali-Reza
CIBERT	Joël	YONNET	Jean-Paul
CLERMONT	Jean-Robert		
COURTOIS	Bernard		
CRIQUI	Patrick		
CRISTOLOVEANU	Sorin		
DAVID	René		
DION	Jean-Michel		
DOUSSIERE	Jacques		
DRIOLE	Jean		
DUCHET	Pierre		
DUGARD	Luc		
DURAND	Robert		
ESCUDIER	Pierre		
EUSTATHOPOULOS	Nicolas		
FINON	Dominique		
FRUCHARD	Robert		
GARNIER	Marcel		
GIRDD	Jacques		
GLANGEAUD	François		
GUELIN	Pierre		
HOPFINGER	Emil		
JORRAND	Philippe		
JOUUD	Jean-Charles		
KAMARINDS	Georges		
KLEITZ	Michel		
KOFMAN	Walter		
LACROIX	Claudine		
LANDAU	Ioan		
LAULHERE	Jean-Pierre		
LEGRAND	Michel		
LEJEUNE	Gérard		
LEPROVOST	Christian		
MADAR	Roland		
MARTIN	Jean-Marie		
MERMET	Jean		

PERSONNES AYANT OBTENU LE DIPLOME

D'HABILITATION A DIRIGER DES RECHERCHES

BALESTRA	Francis
BALME	Louis
BECKER	Monique
BIGEON	Jean
BINDER	Zdeneck
BOE	Louis-Jean
CANUDAS DE WIT	Carlos
CHOLLET	Jean-Pierre
COEY	Jean-Pierre
CORNUEJOLS	Gerard
COURNIL	Michel
CRASTES DE PAUL	Michel
DALLERY	Yves
DESCOTES-GENON	Bernard
DUGARD	Luc
DURAND	Madeleine
FERRIEUX	Jean-Paul
FEUILLET	René
FREIN	Yannick
GAUTHIER	Jean-Paul
GHIRBAUDO	Gérard
GUILLEMOT	Nadine
GUYOT	Alain
HAMAR	Sylviane
HAMAR	Roger
HORAUD	Patrice
JACQUET	Paul
LATOMBE	Claudine
LE HUY	Hoang
LE GORREC	Bernard
LOZANO-LEAL	Rogelio
MACOVSCHI	Mihaïl
MAHEY	Philippe
METAIS	Olivier
MONMUSSON-PICQ	Georgette
MORY	Mathieu
MULLER	Jean
MULLER	Jean-Michel
NGUYEN TRONG	Bernadette
NIEZ	Jean-Jacques
PERRIER	Pascal
PLA	Fernand
RECHENMANN	François
ROGNON	Jean-Pierre
ROUGER	Jean
ROUX	Jean-Claude
TCHUENT	Maurice

PERSONNES AYANT OBTENU LE DIPLOME

DE DOCTEUR D'ETAT INFG

ABDEL - RAZEK	Adel
AKSAS	Haris
ALLA	Hassane
AMER	Ahmed
ANCELLE	Bernard
ANGENIEUX	Gilbert
ATMANI	Hamid
AYEDI	Hassine Feri
A.BADR	Osman
BACHIR	Aziz
BALANZAT	Emmanuel
BALTER	Roland
BARDEL	Robert
BARRAL	Gérard
BAUDON	Yves
BAUSSAND	Patrick
BEAUX	Jacques
BEGUINOT	Jean
BELLISSANT née FUNEZ	Marie-Claire
BELLON	Catherine
BEN RAIS	Abdejettah
BERGER-SABBATEL	Gilles
BERNACHE-ASSOLANT	Didier
BEROVAL	Abderrahmane
BERTHOD	Jacques
BILLARD	Dominique
BLANC épouse FOLETIER	Mireille
BOCHI	Bernard
BOJO	Gilles
BOKSENBAUM	Claude
BOLUPION	Alain
BONNARD	Bernard
BORRIONE	Dominique
BOUCHACOURT	Michel
BRINI	Jean
BRION	Bernard
CAIRE	Jean-Pierre
CAMEL	Denis
CAPERAN	Philippe
CAPLAIN	Michel
CAPOLINO	Gérard
CASPI	Paul
CHAN-TUNG	Nam
CHASSANDE	Jean-Pierre
CHATAIN	Dominique
CHEHIKIAN	Alain
CHIRAMELLA	Yves
CHILLO	Jean
CHUPIN	Jean-Claude
COLONNA	Jean-François
COMITI	Jacques
CORDET	Christian
COUDURIER	Lucien

COUTAZ	Jean-Louis
CREUTIN	Jean-Dominique
DAO	Trongtich
DARONDEAU	Philippe
DAVID	Bertrand
DE LA SEN	Manuel
DELACHAUME	Jean-Claude
DENAT	André
DESCHIZEAUX née CHERUY	Marie-Noëlle
DIJON	Jean
DOREMUS	Pierre
DUPEUX	Michel
EL ADHAM	Karim
EL OMAR	Fovaz
EL-HENNAWY	Adel
ETAY	Jacqueline
FABRE épouse MAXIMOVITCH	Suzanne
FAURE-BONTE épouse MARET	Mireille
FAVIER	Denis
FAVIER	Jean-Jacques
FELIACHI	Movlout
FERYAL	Haj Hassan
FLANDRIN	Patrick
FOREST	Bernard
FORESTIER	Michel
FOSTER	Panayolis
FRANC	Jean-Pierre
GADELLE	Patrice
GARDAN	Yvon
GENIN	Jacques
GERVASON	Georges
GILORMINI	Pierre
GINOUX	Jean-Louis
GOUMIRI	Louis
GROC	Bernard
GROSJEAN	André
GUEDON	Jean-Yves
GUERIN	Jean-Claude
GUESSOUS	Anas
GUIBOUD-RIBAUD	Serge
HALBWACHS	Nicolas
HAMMOURI	Hassan
HEDEIROS SILIVEIRA	Hamilton
HERAULT	Jeanng
HÖNER	Claude
HUECKEL	Tomaz
IGNAT	Michel
ILIADIS	Athanasios
JANIN	Gérard
JERRAYA	Ahmed Amine
JUTTEN	Christian
KAHIL	Hassan
KHUONGQUANG	Dong
KILLIS	Andreas
KONE	Ali
LABEAU	Michel
LACAZE	Alain
LACROIX	Jean-Claude
LANG	Jean-Claude
LATHUILLERE	Chantal

LATY	Pierre
LAUGIER	Christian
LE CADRE	Jean-Pierre
LE GARDEYR	René
LE NEST	Jean-François
LE THIESSE	Jean-Claude
LEMAIGNAN	Clement
LEMUET	Daniel
LEVEQUE	Jean-Luc
LONDICHE	Henry
L'HERITIER	Philippe
MAGNIN	Thierry
MAISON	François
MAMWI	Abdullah
MANTEL épouse SIEBERT	Elisabeth
MARCON	Guy
MARTINEZ	Francis
MARTIN-GARIN	Lionel
MASSE	Dominique
MAZER	Emmanuel
MERCKEL	Gérard
MEUNIER	Jean
MILI	Ali
MOALLA	Mohamed
MODE	Jean-Michel
MONLLOR	Christian
MONTELLA	Claude
MORET	Frédéric
MRAYATI	Mohammed
M'SAAD	Mohammed
M'SIROI	Kouider Nace
NEPOMIASTCHY	Pierre
NGUYEN	Trong Khoi
NGUYEN-XUAN-DANG	Michel
ORANIER	Bernard
ORTEGA MARTINEZ	Roméo
PAIDASSI	Serge
PASSERDNE	Alberto
PEGON	Pierre
PIJOLAT	Christophe
POGGI	Yves
POIGNET	Jean-Claude
PONS	Michel
POU	Tong Eck
RAFINEJAD	Paiviz
RAGAIE	Harie Fikri
RAHAL	Salah
RAMA SEABRA SANTOS	Fernando
RAYAINE	Denis
RAZBAN-HAGHIGHI	Tchanguiz
RAZZOUK	Micham
REGAZZONI	Gilles
RIQUET	Jean-Pierre
ROBACH	Chantal
ROBERT	Yves
ROGEZ	Jacques
ROHMER	Jean
ROUSSEL	Claude
SAAD	Abdallah
SAAD	Yucef

SABRY	Mohamed Nabi
SALON	Marie-Christine
SAUBAT épouse MARCUS	Bernadette
SCHMITT	Jean-Hubert
SCHOELLKOPF	Jean-Pierre
SCHOLL	Michel
SCHOLL	Pierre-Claude
SCHOULER	Edmond
SCHWARTZ	Jean-Luc
SEGUIN	Jean
SIWY	Jacques
SKALLI	Abdellatif
SKALLI HOUSSEYNI	Abdelali
SOUCHON	Alain
SUETRY	Jean
TALLAJ	Nizar
TEDJAR	Farouk
TEDJINI	Smail
TEYSSANDIER	Francis
THEVENODFOSSE	Pascale
TMAR	Mohamed
TRIOILLIER	Michel
TUFFELIT	Denis
TZIRITAS	Georges
YALLIN	Didier
YELAZCO	Raoul
VERDILLON	André
VERMANDE	Alain
VIKTOROVITCH	Pierre
VITRANT	Guy
WEISS	François
YAZAMI	Rachid



Président de l'Université :

M. NEMOZ Alain

ANNEE UNIVERSITAIRE 1990 - 1991

MEMBRES DU CORPS ENSEIGNANT DE SCIENCES ET DE GEOGRAPHIE

PROFESSEURS DE 1ERE CLASSE

ADIBA Michel	Informatique
ANTOINE Pierre	Géologie I.R.I.G.M.
ARVIEU Robert	Physique Nucléaire I.S.N.
AURIAULT Jean Louis	Mécanique
BARA Jean René	Statistiques - Mathématiques Appliquées
BECKER Pierre	Physique
BEGUIN Claude	Chimie Organique
BELORISKY Elie	Physique
BENZAKEN Claude	Mathématiques Pures
BERARD Pierre	Mathématiques Pures
BERNARD Alain	Mathématiques Pures
BERTRANDIAS Françoise	Mathématiques Pures
BERTRANDIAS Jean Paul	Mathématiques Pures
BILLET Jean	Géographie
BLANCHI Jean Pierre	A.P.S.
BOEHLER Jean Paul	Mécanique
BOITET Christian	Informatique et Mathématiques Appliquées
BORNAREL Jean	
BRUANDET Jean François	Physique
CARLIER Georges	Biologie Végétale
CASTAING Bernard	Physique
CHARDON Michel	Géographie
CHIBON Pierre	Biologie Animale
COHEN ADDAD Jean Pierre	Physique
COLIN DE VERDIERE Yves	Mathématiques Pures
CYROT Michel	Physique du Solide
DEBELMAS Jacques	Géologie Générale
DEMAILLY Jean Pierre	Mathématiques Pures
DENEUVILLE Alain	Physique
DEPORTES Charles	Chimie Minérale
DOLIQUE Jean Michel	Physique des Plasmas
DOUCE Roland	Physiologie Végétale
DUCROS Pierre	Cristallographie
FINKE Gerde	Informatique
GAUTRON René	Chimie
GENIES Eugène	Chimie
GERMAIN Jean Pierre	Mécanique
GIDON Maurice	Géologie
GIGNOUX Claude	Sciences nucléaires
GILLARD Roland	Mathématiques
GUITTON Jacques	Chimie

.. / ...

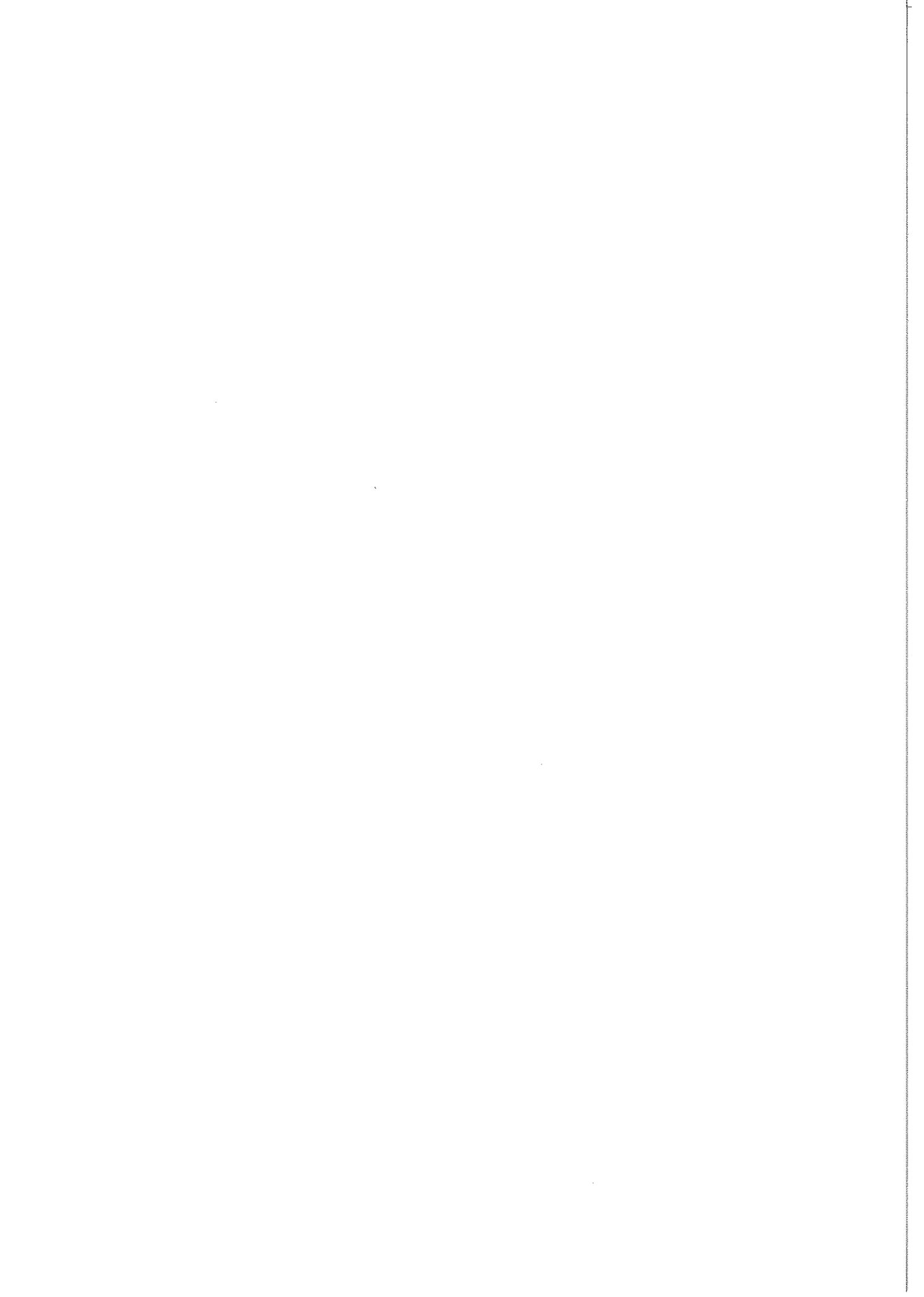
HERAULT Jeanny	Physique
HICTER Pierre	Chimie
JANIN Bernard	Géographie
JOLY Jean René	Mathématiques Pures
JOSELEAU Jean Paul	Biochimie
KAHANE André	Physique
KAHANE Josette	Physique
KRAKOWIAK Sacha	Mathématiques Appliquées
LAJZEROWICZ Jeanine	Physique
LAJZEROWICZ Joseph	Physique
LAURENT Pierre Jean	Mathématiques Appliquées
LEBRETON Alain	Mathématiques Appliquées
DE LEIRIS Joël	Biologie
LHOMME Jean	Chimie
LOISEAUX Jean Marie	Sciences Nucléaires I.S.N.
LONGUEUE Nicole	Physique
LUNA Domingo	Mathématiques Pures
MACHE Régis	Physiologie Végétale
MASCLE Georges	Géologie
MAYNARD Roger	Physique du Solide
NEMOZ Alain	Physique
OMONT Alain	Astrophysique
PELMONT Jean	Biochimie
PERRIER Guy	Géophysique
PIERRE Jean Louis	Chimie Organique
RENARD Michel	Thermodynamique
RICHARD Jean Marc	
RIEDTMANN Christine	Mathématiques
RINAUDO Marguerite	Chimie C.E.R.M.A.V.
ROBERT Jean Bernard	
ROSSI André	Biologie
SAXOD Raymond	Biologie Animale
SENGEL Philippe	Biologie Animale
SERGERAERT Francis	Mathématiques Pures
SOUCHIER Bernard	Biologie
STUTZ Pierre	Mécanique
TRILLING Laurent	Mathématiques Appliquées
VALLADE Marcel	Physique
VAN CUTSEM Bernard	Mathématiques Appliquées
VIALON Pierre	Géologie
VIDAL Micheal	

PROFESSEURS DE 2EME CLASSE

APPARU Marcel	Chimie
ARMAND Gilbert	Géographie
ARNAUD Hubert	Géologie
ARTRU Marie Christine	Physique
ATTANE Pierre	Mécanique
BARATE Robert	Sciences Nucléaires
BARET Paul	Chimie
BARGE Jean	Mathématiques
BARLET Roger	Chimie
BERTIN José	Mathématiques
BLOCK Marc	Biologie
BLUM Jacques	Mathématiques Appliquées
BOITET Christian	Mathématiques Appliquées
BORRIONE Dominique	Automatique informatique
BOULON Marc	Mécanique
BOUTRON Claude	Glaciologie
BOUVET Jean	Biologie
BROSSARD Jean	Mathématiques
BRUGAL Gérard	Biologie
CAMPILLO Michel	Géophysique
CAVILLE Jean Yves	Chimie
CERFF Rudiger	Biologie
CHIARAMELLA Yves	Mathématiques Appliquées
CHOLLET Jean Pierre	Mécanique
COLOMBEAU Jean François	Mathématiques (ENSL)
COTTET Georges-Henri	Modélisation, calcul scientifique, statis.
COURT Jean	Chimie
CUNIN Pierre Yves	Informatique
DAVID Jean	Géographie
DEROUARD Jacques	Physique
DHOUAILLY Danielle	Biologie
DUFRESNOY Alain	Mathématiques Pures
DUPUY Claude	Chimie
DURAND Mireille	Sciences Nucléaires
FONTECAVE Marc	Chimie
FOURNIER Jean Marc	Physique
GASPARD François	Physique
GIDON Maurice	Géologie
GIORNI Alain	Sciences Nucléaires
GONZALEZ SPRINBERG Gérardo	Mathématiques Pures
GOURC Jean Pierre	Mécanique
GUIGO Maryse	Géographie
GUMUCHIAN Hervé	Géographie
HACQUES Gérard	Mathématiques Appliquées
HAMMOU Abdelkader	Chimie
HERBIN Jacky	Géographie
HERINO Roland	Physique
HERZOG Michel	Biologie
JARDON Pierre	Chimie
JUTTEN Christian	Physique
KERCKHOVE Claude	Géologie
KOSAREW Siegmund	Math. fondamentales et appliquées
KLINGER Jurgen	Glaciologie
LAURENT Christine	Mathématiques
MANDARON Paul	Biologie
MARTINEZ Francis	Mathématiques Appliquées
MERCHEZ Fernand	Physique
MILAS Michel	Chimie
MOREL Alain	Géographie
MORIN Pierre	Physique
NGUYEN HUY Xuong	Informatique
OUDET Bruno	Mathématiques Appliquées

../ ...

PAUTOU Guy	Biologie
PECHER Arnaud	Géologie
PELLETIER Guy	Astrophysique
PERRIN Claude	Sciences Nucléaires I.S.N.
PFISTER Claude	Biologie
PIBOULE Michel	Géologie
PORTESEIL Jean Louis	Physique
PUECH Laurent	Physique
RAYNAUD Hervé	Mathématiques Appliquées
REGNARD Jean René	Physique
ROBERT Claudine	Didactique des disciplines scientifiques
ROBERT Danielle	Chimie
ROBERT Gilles	Mathématiques Pures
SAJOT Gérard	Physique
SARROT REYNAULD Jean	Géologie
SAYETAT Françoise	Physique
SERVE Denis	Chimie
STOECKEL Frédéric	Physique
SCHOLL Pierre Claude	Mathématiques Appliquées
SUBRA Robert	Chimie
TEMPERVILLE André	Mécanique
TISSUT Michel	Biologie
TOURNIER Evelyne	Informatique et Mathématiques appliquées
VALLADE Marcel	Physique
VALLON Michel	Glaciologie
VICAT Jean	Physique
VINCENS Maurice	Chimie
VINCENT Gilbert	Physique
VIVIAN Robert	Géographie
VOTTERO Philippe	Chimie
WITOMSKI Patrick	



REMERCIEMENTS

Je voudrais exprimer mes remerciements à :

Messieurs R. PERRET et J.C. SABONNADIÈRE directeurs successifs du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble et Monsieur P. MONCEAU directeur du Centre de Recherche sur les Très Basses Températures de m'avoir accueilli dans leur laboratoire et permis le bon déroulement de cette thèse.

Monsieur Y. BRUNET mon directeur de thèse.

Monsieur P. TIXADOR pour son aide sans limite et sa disponibilité, et pour m'avoir proposé initialement un sujet particulièrement passionnant.

Monsieur J.F. RIALLAND pour l'honneur qu'il me fait en présidant mon jury et en étant un de mes rapporteurs.

Monsieur J.P. CHABRERIE, empêché, pour avoir bien voulu être l'un des rapporteurs de ce travail.

Monsieur M. IVANES, pour l'honneur qu'il me fait en siégeant dans mon jury.

Monsieur P.G. THEROND pour sa présence dans mon jury.

Monsieur V.D. PHAM qui a accepté de faire partie de mon jury et pour sa collaboration à l'étude du limiteur.

Monsieur A. BOULBES pour la réalisation de toutes les bobines tant supraconductrice que cuivre.

Monsieur L. PERLI pour la réalisation des mandrins de ces bobines.

Messieurs M. BLEIN, P. DI CHIARO qui ont effectué les découpes des tôles des circuits magnétiques.

Messieurs J.L. CHEMIN, J.P. FAURE et G. SIMIAND, qui ont conçu l'électronique nécessaire aux essais.

Messieurs J. PILON et G. ESCALON pour leurs conseils et leur disponibilité.

Les techniciens du CRTBT qui en de nombreuses circonstances m'ont prodigué conseils et aidé.

Je tiens aussi à remercier au LEG Monsieur P. LOMBART pour l'aide apportée dans l'utilisation du logiciel FLUX2D ainsi que tous ceux à qui j'ai régulièrement du demander des conseils.

Mme A. LEBouc pour les discussions au sujet du circuit magnétique.

Mes vifs remerciements au personnel de la société GEC-Alsthom au CERDA pour la qualité de leur accueil lors de mon séjour pour des essais.

Je n'oublie pas les membres de l'équipe cryoélectrotechnique Messieurs J. BARBIER, C. BERRIAUD, C.H. KOM, D. SERVE et P. VEDRINE.

Le service reprographie du CNRS qui a effectué les tirages des nombreuses versions de cette thèse avec diligence et gentillesse.

Mes compagnons d'armes, pour l'adoubement.

La dernière personne que je remercierai est Madame P. POIRIER qui a du jouer à Champollion pour déchiffrer un manuscrit que beaucoup aurait renoncé à lire.

ταδε παντα οιακιζει κεραυνος

Les choses qui sont là, la foudre les conduit toutes.

HERACLITE

INTRODUCTION

Il y a un peu plus de 80 ans, la supraconductivité était découverte de façon fortuite. Près de 50 années devaient s'écouler avant que les premières applications soient possibles.

Le domaine de prédilection de la supraconductivité semblait être les électroaimants alimentés en courant continu dont les pertes joules auraient été prohibitives dans une réalisation classique en cuivre, mais en 1983 les premiers fils supraconducteurs à faibles pertes à 50 Hz, dédiés donc aux courants variables, sont mis au point par la Société GEC-Alsthom. Le champ d'application de la supraconductivité s'élargit considérablement sans préjuger de la complexité de la mise en oeuvre de ces applications.

Dans un tout autre domaine et parallèlement, les courants de court-circuit sur les grands réseaux électriques n'ont cessé d'augmenter. Dans certaines parties de l'Europe sur les lignes 420 kV les courants de défaut atteignent 63 000 A, sur le continent Nord-Américain dans des sous-stations des courants de défaut de plus de 100 000 A ont été relevés. Pour réduire les effets destructeurs de ces surcourants des disjoncteurs de plus en plus rapides ont été élaborés, malgré cela il reste impossible de couper des courants de cette ampleur avant un demi cycle symétrique.

Dans ce contexte est apparu une application particulièrement originale de la supraconductivité ne devant rien à l'électrotechnique classique. Les limiteurs supraconducteur de courant peuvent limiter des courants de défaut en moins d'une milliseconde, leur avenir paraît très prometteur.

Après un bref rappel des propriétés fondamentales des supraconducteurs et du principe de la coupure de courant alternatif, exposé dans le premier chapitre, la construction d'une maquette de limiteur est présentée. Les chapitres II, III et IV présentent les différentes étapes de la construction, le chapitre V concerne les tests de cette maquette. Le mémoire s'achèvera sur une extrapolation à un limiteur industriel de forte puissance, puis sur un bilan de cette étude. Seule la limitation de courant alternatif sera envisagée.

CHAPITRE I

INTRODUCTION AUX SUPRACONDUCTEURS ET A LA COUPURE DE COURANT EN ALTERNATIF

Ce chapitre est consacré à une présentation des matériaux supraconducteurs nécessaires aux limiteurs, aux techniques de coupure et aux diverses solutions possibles de limiteur.

I - LES MATERIAUX SUPRACONDUCTEURS

I.1 Propriétés fondamentales

En 1911, KAMMERLING OMNES découvrit la supraconductivité : lors d'une étude d'un échantillon de mercure à basse température, il s'aperçut de sa chute brutale de résistivité à 4,25 K.

Les matériaux supraconducteurs sont caractérisés par deux propriétés fondamentales : une résistance nulle et un diamagnétisme parfait.

Par un phénomène paradoxal ces matériaux hors de l'état supraconducteur sont très résistifs. Dans les matériaux normaux les électrons interagissent avec l'ensemble du réseau cristallin, cette interaction est à l'origine de la résistivité. La théorie BCS, du nom de ses inventeurs Bardeen, Cooper et Schrieffer donne une explication à la supraconductivité. Deux électrons suivent la loi de coulomb, leur charge étant identique $-e$, ils se repoussent. Dans un réseau un couplage attractif entre deux électrons à travers les phonons (quantification des vibrations du réseau cristallin) peut exister. Cette suggestion est due à Frölich. Les deux électrons ainsi réunis forment une paire de Cooper. Lorsque un courant électrique est appliqué, les paires de Cooper se déplacent sans dissiper d'énergie. Le fort couplage électron-phonon, pour l'existence de l'état supraconducteur, explique la résistivité élevée à l'état normal [I.1].

Ces matériaux possèdent trois caractéristiques critiques qui déterminent l'état supraconducteur :

- température critique, T_c
- champ critique, H_c
- densité de courant critique, J_c

Ces paramètres peuvent être représentés dans un espace à trois dimensions pour divers matériaux.

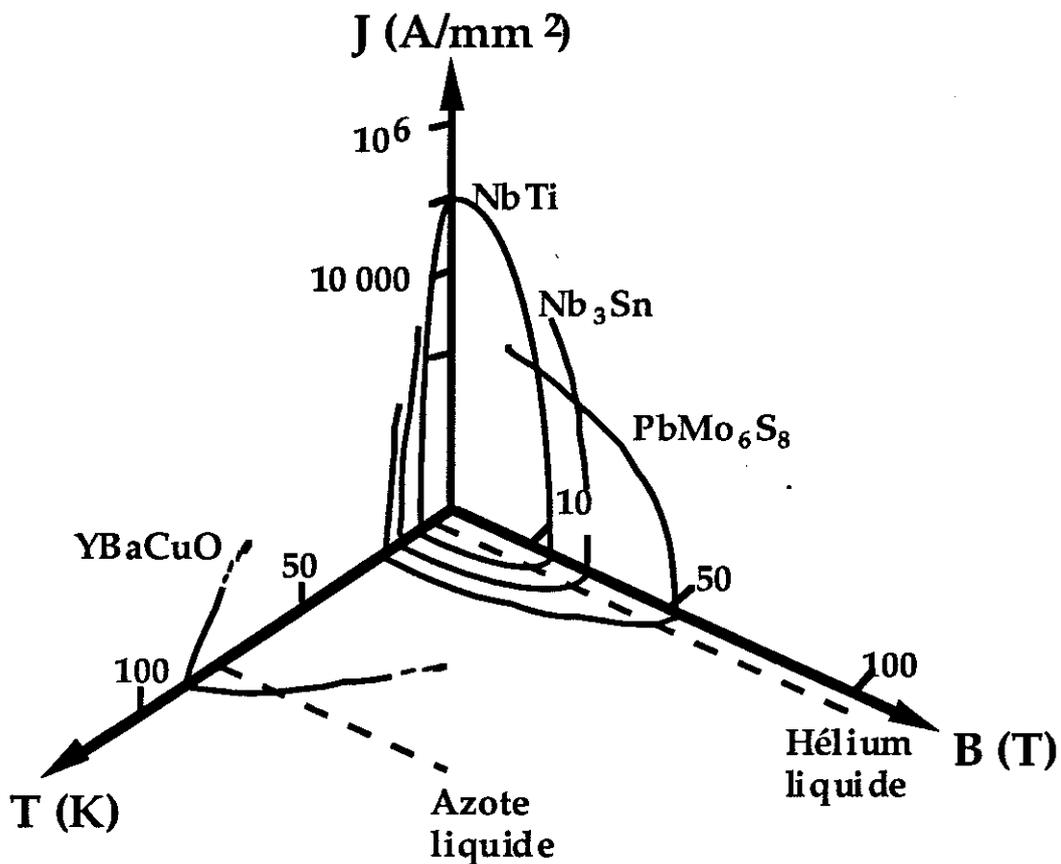


Figure I.1 : surface critique des supraconducteurs

Le dépassement d'une seule des caractéristiques critiques suffit à faire transiter le matériau de l'état supraconducteur à l'état normal. Cette transition est rapide, elle se fait en moins de $1\ \mu\text{s}$.

Après transition, par dépassement d'une des caractéristiques critiques, un effet d'avalanche apparaît. La chaleur dégagée par effet Joule dans la partie résistive du matériau provoque la transition des zones voisines par dépassement de leur température critique. Le phénomène se propage rapidement.

Supraconducteur de types I et II

Il existe deux types de supraconducteurs, notés I et II. La courbe n°I.3 montre pour chacun de ces types de matériaux l'induction magnétique en fonction du champ appliqué.

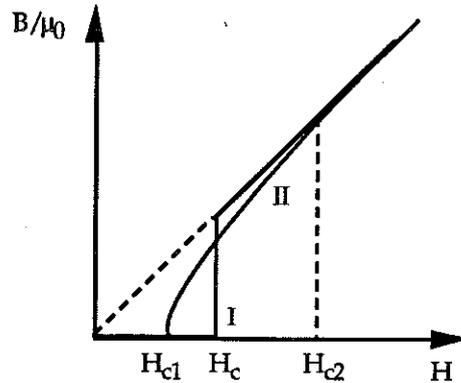


Figure I.2 : induction en fonction du champ pour des matériaux de type I et II

Dans les matériaux de type I, l'induction est nulle au-dessous du champ critique H_c . Par contre, dans les matériaux de type II, si le comportement reste analogue en dessous d'un premier champ critique H_{c1} , il existe une zone mixte comprise entre H_{c1} et le second champ critique H_{c2} où cohabitent zones normales et supraconductrices. Les zones normales sont appelées vortex, ce sont des tubes de champ laissant passer chacun un quantum de flux $\Phi_0 = h / 2e$ (h est la constante de Planck et e la charge de l'électron).

Ces vortex ne doivent se déplacer afin d'éviter toute dissipation d'énergie dans le matériau susceptible de le faire transiter. Des imperfections du matériau créent des forces d'ancrages suffisantes pour éviter le déplacement des vortex. Au dessus d'une certaine densité de courant, la force de Lorentz ($J_c \wedge B$) devient supérieure aux forces d'ancrages provoquant ainsi le déplacement des vortex, ceci permet de définir une densité de courant critique J_c .

L'exclusion du flux au-dessous du champ critique de H_{c1} est une propriété fondamentale des supraconducteurs.

I-2 Matériaux et conducteurs

Un tableau résume les principaux supraconducteurs existant à l'heure actuelle.

Supra-conducteurs		Eléments	Température critique T_c K	Induction magnétique critique (1) $B_c = \mu_0 H_c$
Type I		He3 Al Hg Pb W U	0,0028 1,19 4,15 7,18 0,012 0,68	$1,05 \cdot 10^{-2}$ à 0 K $4,12 \cdot 10^{-2}$ à 0 K $8,03 \cdot 10^{-2}$ à 0 K 10^{-4} à 0 K $1,5 \cdot 10^{-2}$ à 0 K
Type II	Alliages métalliques	Nb	9,2	$\frac{\mu_0 H_{c2}}{T}$ 0,3 à 0 K
		NbTi	10	11 à 4,2 K
	Nb ₃ Sn	18	20,1 à 4,2 K	
	Nb ₃ Ge	23	35 à 4,2 K	
Organiques	(TMTSF) ₂ PF ₆	1 (sous 12kbar)	$\left\{ \begin{array}{l} 6,8 \\ 0,25 \end{array} \right.$ à 0 K (suivant la direction du champ)	
	(BEDT-TTF) ₂ I ₃	$\left\{ \begin{array}{l} 3,6 \text{ à } p_0 \text{ (3)} \\ 8,1 \text{ (sous 1 kbar)} \end{array} \right.$		
HTSC (2)		YBaCuO	92	$\left\{ \begin{array}{l} 6 \text{ (H//C)} \\ 67 \text{ (H+C)} \end{array} \right.$ à 77 K
		BiSrCaCuO	110	
		TiBaCaCuO	125	
		BaKBiO ₃	30	
(1) H_c champ magnétique critique thermodynamique. (2) HTSC supraconducteurs à haute température H_{c2} champ magnétique critique (figure I.2) (3) p_0 pression atmosphérique μ_0 perméabilité du vide. c axe cristallographique				

Tableau I.3 : matériaux supraconducteurs

Les fils supraconducteurs utilisés en régime variable sont constitués d'un très grand nombre de filaments, submicroniques, extrêmement fins noyés dans une matrice métallique. Cette structure est représentée sur la figure I.4 :

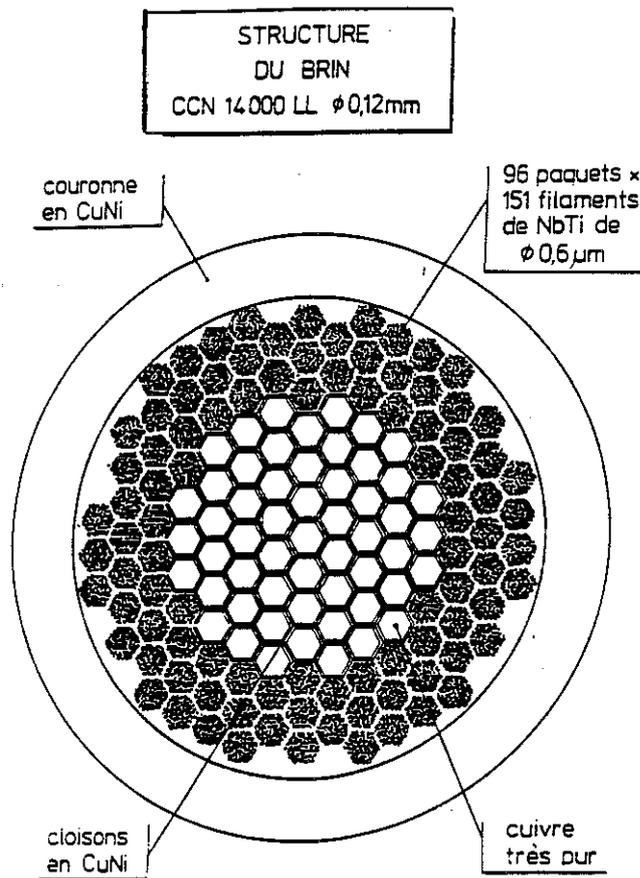


Figure I.4 : structure d'un brin supraconducteur

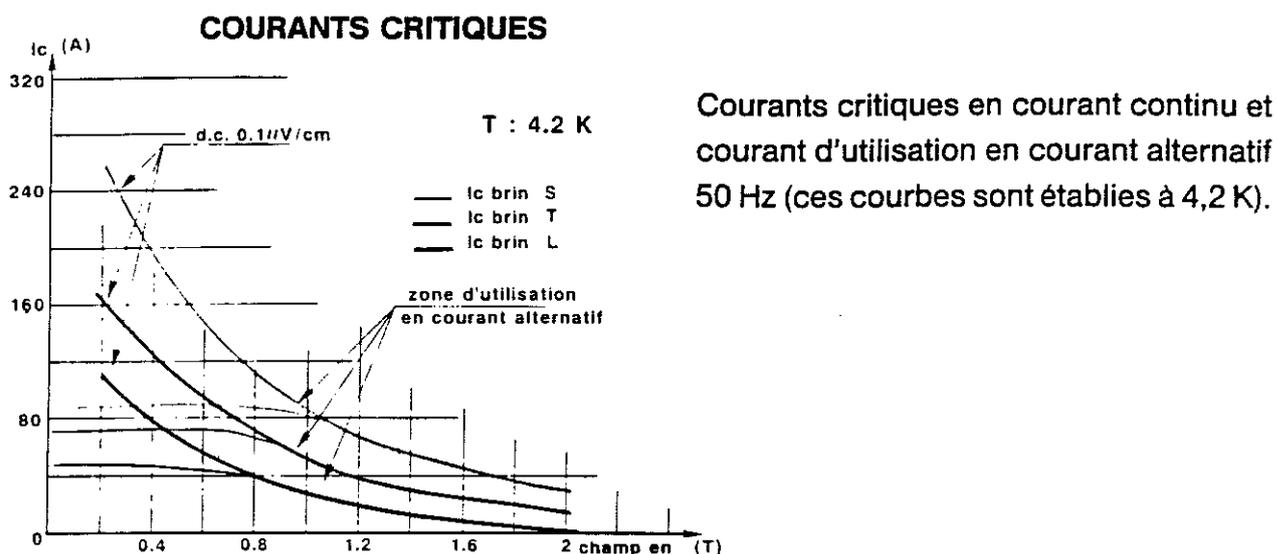
Les fils supraconducteurs ne sont source d'aucune perte en courant continu, il n'en n'est hélas pas de même en courant alternatif.

En régime variable, des courants de Foucault se développent dans la matrice. Il existe deux façons de réduire ces courants, la première consiste à utiliser un matériau très résistif comme le CuNi_{30} pour la matrice, la seconde consiste à torsader le brin donc les filaments pour réduire le courant induit dû au champ transverse, cette dernière possibilité est limitée par la résistance mécanique des matériaux.

La courbe d'aimantation des supraconducteurs présente un hystérésis. Cet hystérésis se traduit par des pertes en régime variable. La seule solution pour minimiser ces pertes consiste à réduire la taille des filaments supraconducteurs mais ceci n'est valable que jusqu'à un certain point, au dessous d'un certain diamètre, voisin de $0,1 \mu\text{m}$, les pertes s'accroissent. En effet la réduction de la taille des filaments, donc de la distance entre eux, crée un couplage électromagnétique, et ainsi l'ensemble des filaments se comporte comme un seul filament de diamètre élevé (effet de proximité) [I.2].

La répartition du courant n'est pas uniforme dans un brin supraconducteur [I.3] : le courant ne pénètre pas à l'intérieur du brin, mais circule dans une couche très mince en périphérie ; c'est l'analogie d'un effet de peau. Cet effet est important surtout en champ propre ; une induction magnétique extérieure force le courant à pénétrer à l'intérieur du brin. Pour une utilisation rationnelle du supraconducteur, la taille du brin doit se rapprocher de la profondeur de pénétration du courant compte tenu de l'induction auquel il est soumis.

La société GEC-ALSTHOM [I.4] fabrique et commercialise un certain nombre de brins réservés aux applications en courant variable à 50 Hz. Un tableau les présente :



	Diamètre du brin (mm)	Nombre de filaments	Diamètre filaments (nm)	Pas de torsade	% Cu	% CuNi	% Supra	Niveau de champ d'application
S	0,3	920 304	136	1,5	1,3	79,6	19,1	vers 1 tesla
T	0,25	597 102	136	1,25	2,3	79,1	18,6	vers 0,5 tesla
L	0,2	377 982	136	1	0	81,3	18,7	champ propre

Tableau I.5 : brins supraconducteurs alternatifs.

Le brin de type L, sans cuivre est dédié aux applications, nécessitant une résistivité élevée à l'état normal à basse température, comme par exemple les limiteurs de courant.

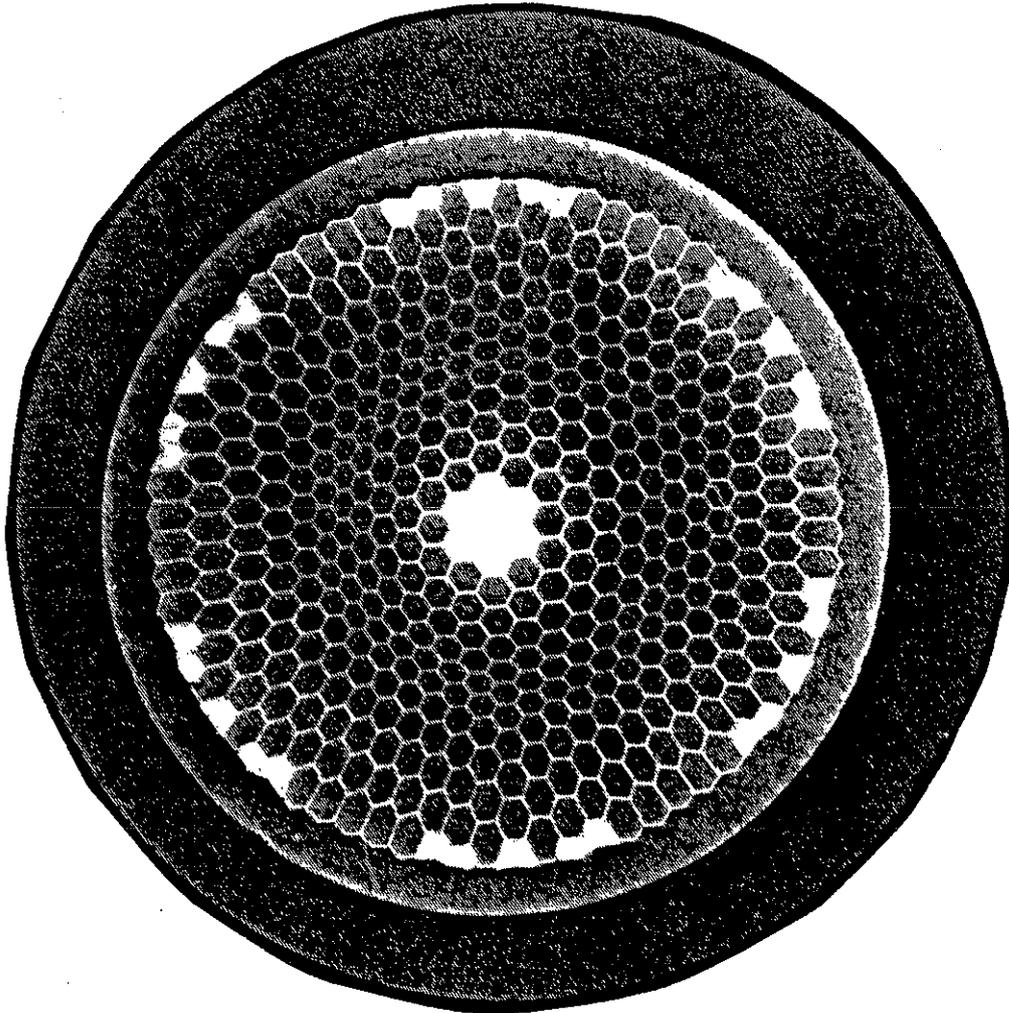


Figure I.6 : photo d'une coupe d'un fil limiteur
(filaments de 0,2 mm).

II - LA COUPURE DE COURANT

Dans une ligne électrique, un court-circuit franc ou une dégradation de l'impédance de charge peut provoquer un sur-courant dont l'intensité peut, en cas extrême, atteindre jusqu'à 20 ou 30 fois celle du courant nominal [I.5]. Par exemple dans une ligne 63 kV, 1250 A le courant de court-circuit vaut typiquement 20 kA, soit 16 fois le courant en régime permanent. De telles valeurs de sur-courant, par les contraintes électrodynamiques qu'elles induisent, risquent d'endommager gravement, voir de détruire, la source ou l'ensemble de l'installation située en amont de la charge.

II.1 Principe de la coupure de courant dans le cas d'un réseau alternatif

A un instant donné apparaît un surcourant dans une ligne. Est-il possible d'ouvrir immédiatement cette ligne ?

II-1.1 L'organe de coupure idéal

Il est pratiquement possible de couper un courant à son passage par zéro : couper à courant nul est plus simple que d'arracher la crête du courant de court-circuit.

Prenons un courant de court-circuit de 10000 A à la fréquence industrielle de 50 Hz et essayons d'ouvrir légèrement avant le premier zéro, l'analyse de la courbe du courant donne les résultats suivants :

- 1/1000 de seconde avant le premier zéro le courant vaut 3000 A,
- 1/10000 de seconde avant le premier zéro le courant subsistant vaut encore 300 A,
- 1 μ s avant le premier zéro il reste toujours 3 A.

Couper à courant nul demande une synchronisation difficile à réaliser, il y aura toujours arrachage d'un courant même faible.

Sauf dans le cas d'un circuit purement résistif, la tension aux bornes de l'organe de coupure ne peut passer instantanément d'une valeur nulle à la valeur de "tension de rétablissement" correspondant à l'instant où le courant s'annule. Il résulte de l'ouverture de la ligne un régime transitoire

avec une tension transitoire de rétablissement de fréquence élevée. La forme de cette tension dépend des paramètres de la ligne et notamment de la capacité de l'organe de coupure. La vitesse d'accroissement de cette tension peut atteindre plusieurs kilovolts par microseconde (la norme est de $2\text{kV}/\mu\text{s}$), ceci implique une vitesse d'ouverture des contacts électriques difficilement réalisable.

Il y a donc obligation d'éteindre l'arc électrique pour annuler le courant.

II.1-2 Equation simplifiée d'un reseau

Le schéma suivant représente une ligne avec l'organe de coupure noté D.

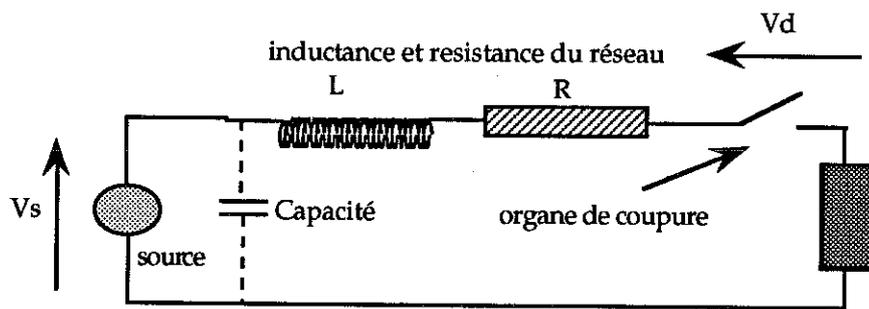


Figure I.7 : schéma d'une ligne

La ligne est constituée d'une source, de la charge et d'une inductance L et une résistance R caractéristique du réseau. Un surcourant apparaît nécessitant l'ouverture de la ligne. La capacité est négligée dans le calcul.

L'équation du circuit est la suivante en considérant un court-circuit sur la charge :

$$V_s = Ri + L \frac{di}{dt} + V_d$$

en admettant le réseau plus inductif que résistif ($Ri \ll L \frac{di}{dt}$), soit :

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s - V_d}{L}$$

Une tension d'arc V_d s'oppose au passage du courant. L'arc électrique doit donc s'établir le plus rapidement possible, le passage du courant cessera lorsque s'éteindra l'arc. Le courant de défaut commence à décroître lorsque la tension aux bornes de l'organe de coupure devient suffisante par rapport à la tension de la source.

La résistance d'un arc électrique est inversement proportionnelle au courant qui le traverse. Une coupure à courant faible, donc à résistance élevée, créera un arc réduit.

II.1-3 Energie dissipée à la coupure

La création d'un arc se manifeste aussi par une énergie dissipée.

Considérons l'organe de coupure comme une résistance notée "r", l'équation de la ligne devient :

$$V_s = Ri + L \frac{di}{dt} + ri$$

L'énergie dissipée dans l'organe de coupure s'écrit alors :

$$\int_0^t ri^2 = \int_0^t (V_s - Ri) i dt - \int_I^0 Li di$$

La première intégrale représente l'énergie liée à la coupure, la seconde représente l'énergie emmagasinée dans toutes les inductances du réseau qu'il faut dissiper.

Cette énergie est suffisante pour détériorer les contacts des organes de coupures et altérer les isolants.

II-2 Cycles OFO

La plupart des défauts apparaissant sur une ligne sont fugitifs (tableau I.8), un exemple type est un essaim d'abeilles qui traverse un réseau de ligne haute tension. La ligne est ouverte le temps de disparition du défaut, puis elle est remise en service. Le défaut peut persister après la refermeture de la ligne, celle-ci est alors ouverte de nouveau. C'est le cycle OFO (Ouverture - Fermeture - Ouverture). Le temps d'ouverture de la ligne

avant refermeture est fixé à 300 ms en France, temps généralement suffisant pour qu'un défaut fugitif disparaisse.

caractéristique du défaut	400 kV	225 kV	90 kV	63 kV	25 kV
Nombre par 100 km et par an	4,8	10,4	12,5	25	150
Fugitif (%)	95	97	95	94	75

tableau I.8 : statistique des défauts [I.6]

Un dispositif de coupure protège le réseau, son but est de limiter le plus rapidement possible les contraintes issues de l'ampleur du courant de défaut. Différents dispositifs assurent cette fonction de coupure.

II-2.1 Disjoncteur

Le disjoncteur supporte le courant nominal de la ligne, coupe le courant de défaut et tient la tension du réseau y compris en Très Haute Tension. Sa caractéristique est d'être réarmable, ses principales contraintes viennent des délais d'ouverture mécanique des contacts, du temps de réaction de l'électronique de détection de défaut et de commande, et du principe même de la coupure de courant ; les meilleurs disjoncteurs, de grande puissance, coupent soit en 20 ms à 50 Hz ou en 16,7 ms à 60 Hz, au deuxième passage par zéro du courant.

II-2.2 Limiteurs "classiques"

Au cours des années 1970 Falcone [I.7] a souligné la nécessité qu'il y avait à utiliser des limiteurs en Très Haute Tension. Les limiteurs en Basse Tension sont des dispositifs ne coupant pas les sur-courants, mais les limitant à une valeur définie par construction. Les modifications apportées aux réseaux ont entraîné une augmentation très importante des valeurs de courant de court-circuit. Les disjoncteurs utilisés actuellement sont en limite de leur capacité et les fusibles sont peu employés au delà de 36 kV en raison de leur problème de tenue en tension. L'ampleur de ces courants de court-circuit ont conduit à une construction de transformateur à forte chute de tension, de l'ordre de 10 à 15 % de la tension nominale pour augmenter

l'impédance de source. L'usage d'un limiteur permettrait de ramener ces chutes de tension à des valeurs plus faibles et d'éviter un surdimensionnement des installations supportant le défaut, ceci conduit à une simplification du réseau.

Les limiteurs de courants sont placés en série avec un disjoncteur, pour réaliser des cycles OFO. Le disjoncteur, au lieu de devoir couper le courant de défaut en totalité n'ouvrira que sur un courant limité, beaucoup plus faible. Le dimensionnement du disjoncteur est considérablement réduit, mais celui-ci reste irremplaçable pour ouvrir la ligne et isoler le circuit en aval.

Les avantages des limiteurs de courants sont grands :

- la limitation est extrêmement rapide,
- certains systèmes sont réarmables comme les disjoncteurs,
- aucun arc électrique ne se produit réduisant la vie de l'organe de coupure,
- l'absence de pièce en mouvement entraîne une plus grande simplicité de réalisation et une plus grande sûreté de fonctionnement,
- simplification du réseau électrique,
- amélioration de la stabilité du réseau.

II.2-2a Fusibles

Le fusible coupe le courant de défaut par fusion de ses éléments avec une rapidité plus grande que le disjoncteur, typiquement les temps d'ouvertures varient de la ms à plusieurs dizaines de ms suivant les applications désirées, mais sans être bien sûr réutilisable, la remise en service de la ligne après défaut nécessite une intervention "humaine". Un des problèmes des fusibles est leur tenue en tension lors d'un défaut : seule une partie des éléments du fusible est détruite par le court-circuit, un arc électrique peut apparaître aux bornes de la partie qui a fondue. Ce phénomène limite l'usage des fusibles en haute tension.

II.2-2b Réactance saturable avec enroulement supraconducteur [I.8]

Ce limiteur est composé de deux premières bobines mises en série dans la ligne, montées sur deux carcasses magnétiques. Deux autres bobines, en opposition, sont parcourues par un courant continu et saturent les circuits magnétiques. Ces bobines sont supraconductrices. Le schéma électrique de ce limiteur est le suivant :

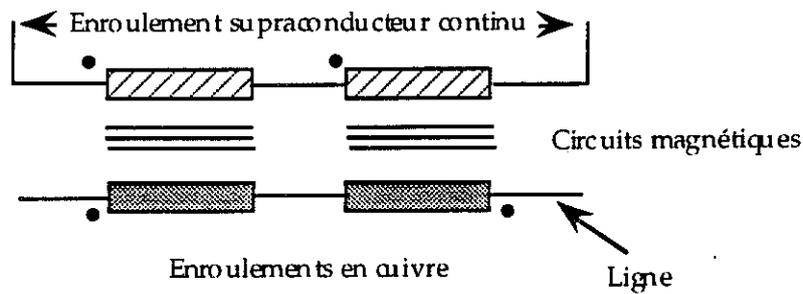


Figure I.9 : schéma d'une réactance saturable avec enroulement supraconducteur continu

En régime permanent l'impédance des bobines est, du fait de la forte saturation, déterminée par leur valeur dans l'air.

En régime de défaut chaque circuit magnétique se desature, par alternance, une demi-période. L'impédance de ce limiteur est alors celui d'un transformateur le secondaire en court-circuit, cette impédance limite le courant.

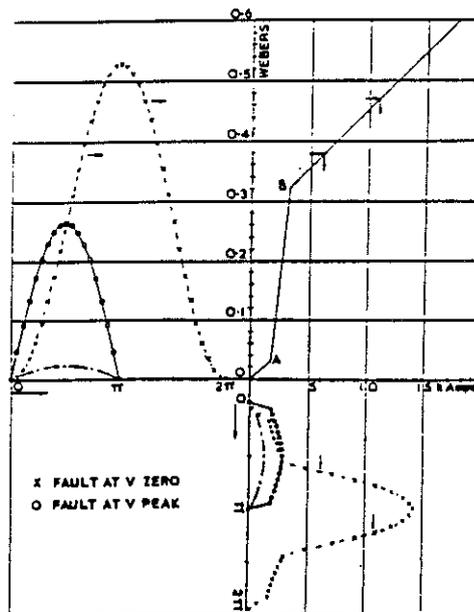


Figure I.10 : fonctionnement de la réactance saturable

L'intérêt du supraconducteur est purement économique, l'enroulement de saturation pourrait être réalisé en cuivre. Les propriétés liées à la transition des supraconducteurs ne sont pas utilisées.

Un prototype [I.8] a été construit avec les caractéristiques suivantes : $V_n = 3 \text{ kV}_{\text{eff}}$, $I_n = 556 \text{ A}_{\text{eff}}$, la chute de tension vaut 4.4 % de la tension nominale, le courant de limitation vaut suivant le type de défaut (asymétrique ou symétrique) de 3.7 à 18 I_n .

II.2-2c Dispositifs électroniques [I.9]

Il existe à de faibles niveaux de courant et de tension, de l'ordre de la centaine d'ampères et la dizaine de kilo-volts, des dispositifs électroniques limitant le courant. L'évolution de la technique actuelle des composants devrait permettre d'accroître les performances des semiconducteurs utilisés, MOS, GTO ou IGBT. Les Contacteurs Disjoncteurs Statiques (C.D.S.) présentent l'avantage d'une possible intelligence de réaction que ne possèdent pas les systèmes précédents : le choix de l'instant de coupure est déterminé à partir d'une mesure du type de la surcharge. L'inconvénient de ces limiteurs est qu'ils sont complexes et mal adaptés à de forts niveaux de tensions et de courants.

II.3 Conclusions

Les conclusions du balayage des protections classiques possibles sont résumées dans le tableau I.11 :

PROTECTIONS	AVANTAGES	INCONVENIENTS
Disjoncteur	réarmable, utilisable en THT	lent
Limiteur "classiques" : fusible, réactance saturable avec enroulement supraconducteur, CDS	rapide automatique, rapide, réarmable, rapide, "intelligent".	non réarmable, peu utilisable au delà de 36 kV forte chute de tension en régime normal, faible limitation en certains cas, taille, limité à de faible puis- sance, réalisation complexe.

Figure I.11 : avantages et inconvénients de diverses protections classiques

Le système le plus intéressant devrait être rapide, réarmable, avec une faible chute de tension, utilisable à tout niveau de tension et de réalisation simple. Les limiteurs supraconducteurs industriels associés à un disjoncteur de faible puissance de coupure peuvent prétendre à ces qualités.

III - PRINCIPE ET INTERET D'UN LIMITEUR SUPRACONDUCTEUR

L'idée d'un limiteur de courant supraconducteur, basé sur sa transition, remonte à une vingtaine d'année [I.10], mais les premières réalisations en courant alternatif sont récentes, lorsque sont apparus des fils supraconducteurs à faibles pertes en régime variable à 50 Hz.

III.1 Principe des limiteurs supraconducteurs

Les matériaux supraconducteurs transitent de l'état supraconducteur vers l'état normal en un temps très bref, inférieur à la μ s. La résistivité de ces matériaux est très élevée à l'état normal, beaucoup plus que celle d'un conducteur classique, par exemple pour le NbTi elle vaut $4 \cdot 10^{-7} \Omega\text{m}$ à 10 K, $2 \cdot 10^{-10} \Omega\text{m}$ pour le cuivre. La résistance d'un supraconducteur est bien sur nulle en deçà de ses paramètres critiques.

Ces limiteurs sont fondés sur ce changement d'état d'un supraconducteur et la vitesse de ce changement, ils utilisent une des propriétés fondamentales des supraconducteurs sans équivalent classique.

Les qualités requises des limiteurs de courant sont les suivantes :

- pas ou peu d'effet sur le réseau en l'absence de défaut,
- une limitation efficace.

La chute de tension sur le réseau doit être inférieure à 5 % de la tension phase-terre. La limitation est fixée par construction à une fraction ou un multiple du courant nominal.

La remise en service de la ligne après défaut doit être la plus rapide possible, en 300 ms si on veut respecter un cycle OFO classique.

Le fonctionnement d'un limiteur est représenté sur les schémas suivants.

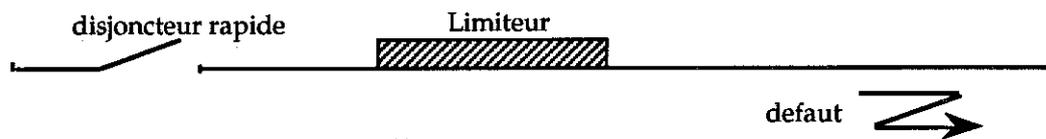


Figure I.12 : situation d'un limiteur sur une ligne

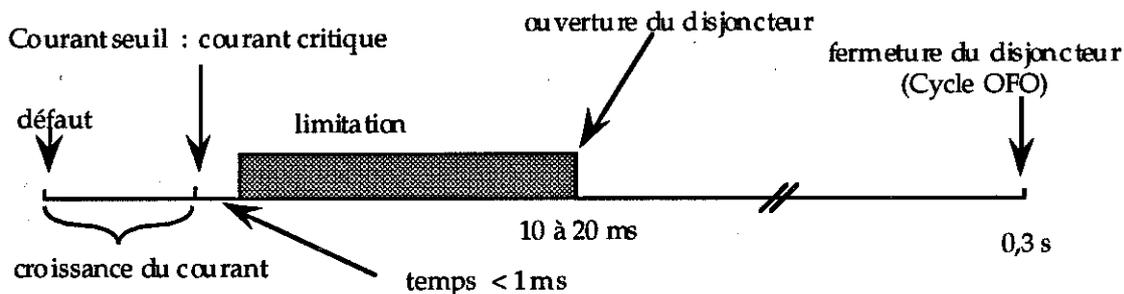


Figure I.13 : différentes étapes dans la coupure d'un courant de défaut par un limiteur

Le limiteur est placé en série avec un disjoncteur chargé d'isoler la ligne. Après le défaut le courant croît jusqu'à atteindre le seuil de transition du fil supraconducteur. Cette transition d'un élément supraconducteur (vers l'état normal) provoque l'apparition d'une résistance qui limite ou déclenche la limitation du courant. Le délai entre le franchissement du seuil et la limitation est inférieur à quelques μs . Un disjoncteur isole le plus rapidement possible la ligne après le début de la limitation. Celle-ci est remise en service peu après.

De l'énergie est dissipée dans le fil lorsqu'il est devenu résistif après sa transition vers l'état normal. Il résulte du dégagement d'énergie consécutif à la transition une élévation de température du supraconducteur. Le temps de refroidissement du fil dépend de la température atteinte. Il est donc nécessaire d'avoir un disjoncteur très rapide en série avec le limiteur pour avoir une remise en service rapide de la ligne.

La transition d'un fil supraconducteur par dépassement de ses caractéristiques critiques est un phénomène naturel. Les limiteurs supraconducteurs présentent des avantages par rapport aux autres types de limiteurs :

- aucune détection de défaut, ni électronique de commande ne sont nécessaires,

- il n'y a pas de limitation en tension,
- le principe est d'une grande simplicité.

III.2 Pertes cryogéniques

Le fluide de refroidissement utilisé pour maintenir le fil (NbTi+CuNi) dans l'état supraconducteur est l'hélium liquide à 4,25 K. L'écart entre la température ambiante et la température de l'hélium liquide impose des contraintes thermiques importantes.

Le coût des pertes est élevé en raison du mauvais rendement des liquéfacteurs et réfrigérateurs : 1 W dissipé dans l'hélium liquide nécessite de l'ordre de 750 W pour liquéfier les vapeurs froides avec un réfrigérateur ou 3000 W avec un liquéfacteur.

Les pertes du cryostat par apport d'énergie doivent donc être minimisées, ces pertes sont de différentes sortes :

dans les gaz :

- pertes par convection gazeuse,
- pertes par conduction en régime moléculaire,
- pertes par rayonnement entre parties chaudes et froides,

dans les matériaux solides :

- pertes par conduction des éléments reliant les parties chaudes et froides,
- pertes par courant de Foucault dans les cryostats en matériaux électriquement conducteurs,
- pertes dans les amenées de courant.

Les pertes par rayonnement, convection gazeuse et conduction dépendent de la qualité de réalisation du cryostat. Les pertes électriques peuvent être supprimées en utilisant des matériaux isolants pour la fabrication du cryostat.

Les pertes dans les amenées de courant varient linéairement avec le courant pour lequel elles sont prévues, typiquement elles valent 1 mW/A

lorsqu'elles sont parfaitement refroidies et 47 mW/A lorsqu'elles ne le sont pas.

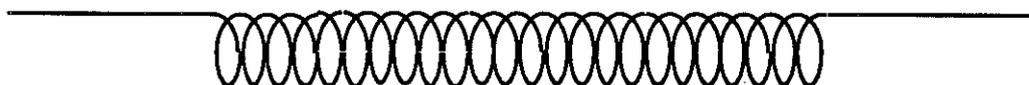
Les amenées de courant constituent une des sources d'apport de chaleur, il est donc beaucoup plus intéressant de travailler à faible courant qu'à fort courant.

III-3 Deux types de limiteurs

En courant alternatif, il existe deux solutions possibles pour limiter le courant : soit limiter par une inductance, soit limiter par une résistance. Les deux possibilités correspondent aux deux types de limiteur existants.

III.3-1 Limiteur résistif

Il s'agit d'un fil supraconducteur disposé sous forme d'une bobine. La disposition sous forme d'une bobine permet d'obtenir une longueur suffisante de fil pour pouvoir limiter et protéger le conducteur. Une manière classique de réaliser cette bobine est de bobiner deux couches en parallèle bobinées en sens inverse. Cet enroulement constitue le limiteur.



bobine de limitation, faible inductance

Figure I.14 : limiteur résistif

Le limiteur est inséré sur le réseau en série avec un disjoncteur. La chute de tension aux bornes du limiteur en régime normal est extrêmement faible, la bobine ne possède par construction qu'une inductance propre faible et n'a pas de résistance. Le limiteur en régime normal n'a donc pratiquement aucune influence sur le réseau.

A l'apparition d'un défaut le courant croit jusqu'à atteindre le courant critique du fil et fait transiter le limiteur. Une résistance apparaît ayant une valeur suffisante pour limiter le court-circuit. Un disjoncteur rapide se charge de couper le courant résiduel.

L'énergie dissipée dans le fil vaut : $\int_0^t \frac{V^2}{R(t)} dt$

$$\begin{cases} t : \text{temps que dure la limitation,} \\ V : \text{tension aux bornes du limiteur,} \\ R \text{ la résistance du conducteur.} \end{cases}$$

Si on néglige l'impédance de source, V est égale à la tension source en cas de court-circuit. Cette dissipation thermique élève la température et rend difficile une récupération rapide du supraconducteur.

En l'absence de défaut, l'enroulement supraconducteur supporte la totalité du courant nominal. Les câbles supraconducteurs pour de forts courants, plusieurs kA, sont difficiles à maîtriser en alternatif à 50 Hz. Ce courant élevé supporté par la bobine seule conduit à construire des amenées de courant possédant des pertes cryogéniques importantes.

Ce type de limiteur supraconducteur, le plus simple existant, à été validé expérimentalement par des prototypes réalisés par GEC-ALSTHOM [I.11,I.12] avec les caractéristiques suivantes : $V_n = 25 \text{ kV}_{\text{eff}}$, $I_n = 200 \text{ A}_{\text{eff}}$, $I_{\text{pic}} = 330 \text{ A}$ ou pour leur dernier prototype $V_n = 7,2 \text{ kV}_{\text{eff}}$, $I_n = 1 \text{ kA}_{\text{eff}}$, $I_{\text{pic}} = 3 \text{ kA}$.

Les problèmes cités préalablement font envisager d'autres solutions.

III.3-2 Limiteur inductif

Deux bobines montées en parallèle constituent le limiteur, elle présentent une faible inductance en régime normal, la chute de tension doit être inférieure à 5% de la tension nominal phase-neutre. L'ensemble est schématisé sur la figure ci-dessous.

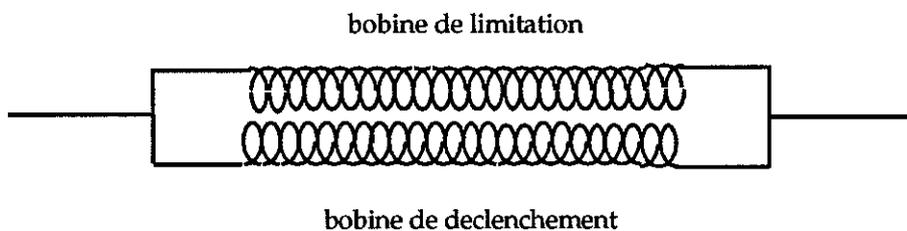


Figure I.15 : limiteur inductif

La bobine de déclenchement est un enroulement supraconducteur, l'autre peut être réalisée en cuivre. Le nombre de spires des deux

enroulements peut être très différent. La répartition des courants entre les deux bobines est imposée par le nombre de spires de chacune d'elle.

Pour remédier aux problèmes évoqués à propos du limiteur de type résistif (conducteur supra et pertes dans les amenées de courant), il faut laisser passer un courant réduit dans la bobine supraconductrice. Le courant réduit dans l'enroulement supraconducteur permet d'utiliser un brin à section réduite, possédant une forte résistance linéique, la longueur du fil supraconducteur dans l'enroulement déclencheur peut donc être plus faible que dans le limiteur résistif.

Le limiteur décrit précédemment se trouve placé en série avec un disjoncteur sur un réseau. Lors d'un court-circuit l'enroulement supraconducteur nommé déclencheur transite par dépassement de son courant critique, le fil supraconducteur devient résistif. L'impédance alors très élevée de cet enroulement reporte le courant dans la bobine de limitation, l'enroulement déclencheur ne limitant pas le courant de défaut. La schéma suivant représente le phénomène décrit :

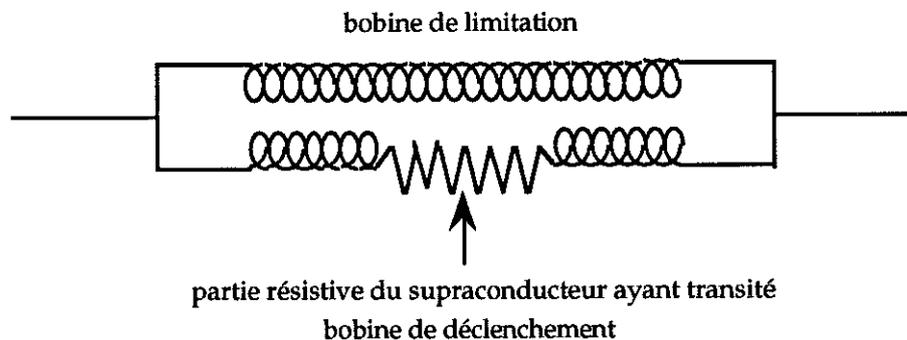


Figure I.16: limiteur inductif en cas de défaut

La résistance du déclencheur étant très élevée, c'est l'inductance propre de la bobine de limitation qui limite le courant de défaut. Les contraintes de conception portent sur :

- la résistance du bobinage supraconducteur nécessaire pour réduire l'énergie dissipée et reporter efficacement le courant dans l'enroulement de limitation,
- la valeur de l'inductance de limitation,
- couplage entre les bobines.

Le très bon couplage entre les deux bobines provoque des surtensions aux bornes de la partie résistive du bobinage supraconducteur ayant transité lorsqu'il n'y a pas transition complète de l'enroulement. Par ailleurs même en cas de transition complète de l'enroulement déclencheur il va circuler dans le supraconducteur, par effet transformateur entre les enroulements, un surcourant de la forme :

$$I \# \frac{V \frac{M}{L_{Lim}}}{R}$$

$\left\{ \begin{array}{l} I : \text{surcourant dans l'élément supraconducteur,} \\ M : \text{couplage entre les enroulements,} \\ V : \text{tension aux bornes du limiteur,} \\ L_{Lim} : \text{inductance de limitation,} \\ R : \text{résistance totale de l'enroulement déclencheur.} \end{array} \right.$

en première approximation nous pouvons écrire :

$$I = \frac{V \frac{N_d}{N_{Lim}}}{R}$$

$\left\{ \begin{array}{l} N_d : \text{nombre de spires de la bobine supraconductrice,} \\ N_{Lim} : \text{nombre de spires de la bobine limitrice.} \end{array} \right.$

Les surintensités sont fonction du rapport du nombre de spires des deux bobines, c'est à dire du rapport des courants. A titre d'exemple, si le courant dans le bobinage supraconducteur est le dixième du courant nominal, les surintensités vaudront $10 \cdot V/R$. Le bon couplage nécessaire en régime permanent pénalise gravement les contraintes thermiques, supportées par le supraconducteur, en régime de défaut.

La résolution par le limiteur inductif, avec un nombre de spires différent dans chacun des enroulements, de certains problèmes posés par le limiteur résistif, entraîne de nouveaux problèmes que nous allons essayer de résoudre.

Ce type de limiteur est réalisable de plusieurs manières

III.3-2a Solution à cryogénie interne

L'une des bobines est en cuivre, l'autre supraconductrice, cette situation exige un cryostat non métallique isolant la partie chaude de la partie froide. L'écart entre les bobinages diminue le couplage et augmente donc l'impédance apparente du système, si la totalité de l'enroulement supraconducteur transite les problèmes de surtensions sont évités. Ce type de limiteur à été validé expérimentalement par un prototype réalisé par Toshiba [I.13,I.14] avec une répartition égale des courants dans les deux enroulements, tous deux étant supraconducteurs. Les caractéristiques de leur maquette sont les suivantes : $V_n = 6,6 \text{ kV}_{\text{eff}}$, $I_{\text{eff}} = 1,5 \text{ kA}$.

III.3-2b Solution à cryogénie externe

L'enroulement supraconducteur est placé en série avec une bobine en cuivre. La bobine supraconductrice, par construction possède une inductance propre très réduite, sa conception est analogue à celle du limiteur résistif. La bobine de limitation et les deux bobines en série sont assemblées comme il est indiqué sur la figure I.16. Il n'y a aucun couplage entre les enroulements en cuivre et la bobine supraconductrice.

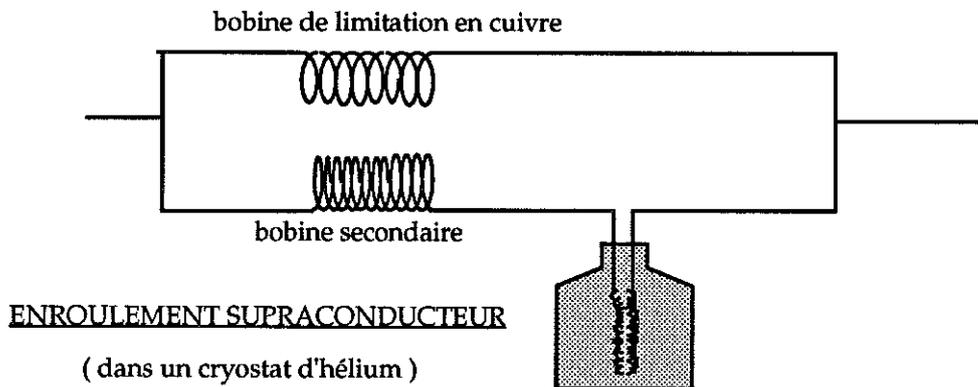


Figure I.17 : limiteur à cryogénie externe

Les problèmes d'impédance du limiteur à cryogénie interne sont résolus. Par contre, les surtensions, au lieu d'apparaître lors d'une transition, sur la partie résistive du supraconducteur, apparaissent aux bornes de la bobine secondaire et de la totalité de l'enroulement supraconducteur même si la transition est massive. Ces surtensions, si le courant secondaire est négligé, sont de la forme :

$$V_d = V_n \left(1 + \frac{M}{L_{lim}} \right)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d : \text{surtension aux bornes de l'élément supraconducteur,} \\ M : \text{couplage entre les enroulement cuivre,} \\ V_n : \text{tension aux bornes du limiteur,} \\ L_{lim} : \text{inductance de limitation.} \end{array} \right.$$

en première approximation nous pouvons écrire :

$$V_d = V_n \left(1 + \frac{N_d}{N_{lim}} \right)$$

Les surtensions sont fonction du rapport du nombre de spires, c'est à dire du rapport des courants.

III.3-3 Disjoncteur alternatif supraconducteur (DASC) [I.15]

Ce limiteur comprend deux enroulements bobinés sur une carcasse magnétique. L'un des enroulements est supraconducteur, l'autre est en cuivre. L'enroulement supraconducteur est en court-circuit.

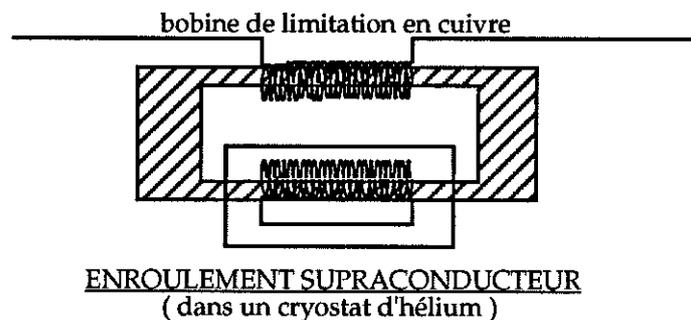


Figure I.18 : DASC

En régime normal, le supraconducteur ne possède aucune résistance, l'impédance du DASC est celle d'un transformateur en court-circuit, pour que l'impédance en régime normal soit faible, il faut que les deux bobinages soient concentriques et non séparés comme indiqué sur le schéma.

En régime de défaut le supraconducteur par suite d'une pointe de courant transite, le secondaire au lieu d'être en court-circuit devient très résistif. L'impédance du DASC est celle d'un transformateur à vide, elle est d'autant plus grande que la résistance du supraconducteur est élevée. Cette impédance, alors très forte, limite le courant.

Ce type de limiteur résout complètement le problème des amenées de courant, elles ne sont plus nécessaires, le supraconducteur étant en court-circuit.

Le problème des surtensions existe toujours si la transition n'est pas massive et si le nombre de spires est différent au primaire et au secondaire. Par ailleurs des surcourants vont circuler dans le supraconducteur pour les mêmes raisons que dans le limiteur inductif. Un nouveau problème apparaît qui est celui de réaliser un cryostat annulaire en matériaux isolants électriques pour éviter le développement de courants de Foucault dans le cryostat. Par ailleurs la séparation du bobinage chaud et du bobinage froid risque d'entraîner une grande impédance apparente, donc une chute de tension prohibitive. Une maquette de DASC a été construite [I.16].

Les résultats du dimensionnement d'un DASC de taille industrielle seront présentés dans le chapitre VI.

III.3-5 Limiteur à supraconducteur à haute température critique [I.17,I.18]

Ce type de limiteur est relativement proche d'un DASC. Le schéma de la figure I.19 donne sa constitution.

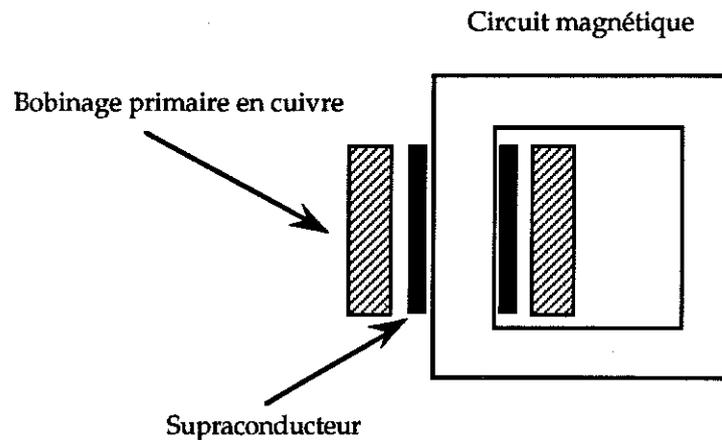


Figure I.19 : limiteur utilisant les HTC

Il y a deux enroulements, le primaire est constitué de N spires, le secondaire qui est un bloc massif de supraconducteur ne forme qu'une spire.

En régime permanent le flux crée par la bobine primaire ne traverse pas le supraconducteur (effet Meisner), son impédance est donc très faible puisque le fer n'a aucun rôle.

En régime de défaut, le supraconducteur ayant transité par dépassement de son courant critique et de son champ critique, le flux traverse le supraconducteur qui devient très résistif et non plus en court-circuit comme avant, la bobine primaire devient donc une bobine à noyau de fer à forte impédance et limite le courant de défaut.

Le plus gros des obstacles à la réalisation de ce type de limiteur est qu'il n'existe pas à l'heure actuelle de supraconducteur à haute température critique susceptible d'accepter de fort courant.

Un dernier type de limiteur existe : le limiteur inductif à couplage variable, permettant de résoudre les problèmes de contraintes thermiques sur l'enroulement supraconducteur.

III.3-6 Limiteur inductif à couplage variable

On reprend le système à cryogénie externe(III.3-2b), la bobine de limitation et une bobine de cuivre dite secondaire sont montées sur une

carcasse magnétique. L'enroulement supraconducteur à faible inductance propre est placé en série avec la bobine secondaire.

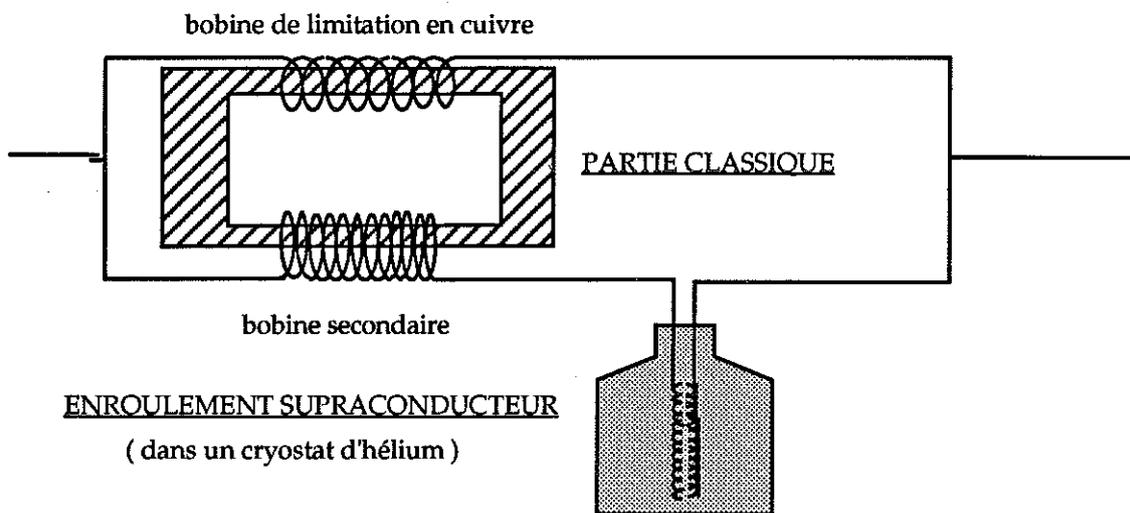
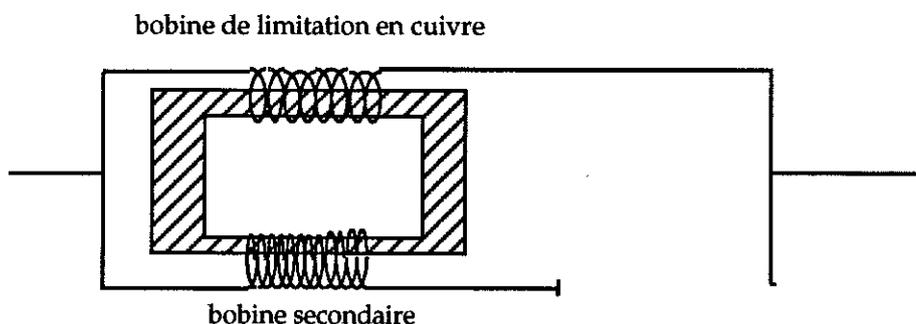


Figure I.20 : limiteur à couplage variable

En régime normal, le couplage entre les bobinages doit être excellent pour avoir une faible chute de tension aux bornes du limiteur. Lors d'un défaut, il faut supprimer le couplage entre les bobinages pour réduire les surtensions et surintensités. Un circuit magnétique saturable assure cette fonction de couplage découplage.

Lors d'un court-circuit, la bobine supraconductrice transite par dépassement de son courant critique, la bobine de limitation limite par son inductance. Le schéma du limiteur est désormais le suivant :



L'enroulement supraconducteur joue le rôle d'un interrupteur

Figure I.21 : circuit en limitation

Le limiteur voit à ses bornes la totalité de la tension nominale. Cette tension suffit à saturer le circuit magnétique. La saturation se manifeste par deux effets : en premier lieu, la perméabilité réduite du fer abaisse l'inductance de limitation à sa valeur utile prévue par construction ; par ailleurs, l'effondrement de cette perméabilité se traduit par une diminution du couplage entre les bobinages de limitation et secondaire. La réduction du couplage ainsi obtenu affaiblit les surtensions et surintensités aux bornes de l'enroulement supraconducteur. L'inductance de limitation est plus délicate, à calculer, que précédemment, en raison de la présence de fer saturé. Le principal problème est donc de concilier trois demandes apparemment contradictoires : bon couplage des enroulements en régime permanent, mauvais couplage en cas de défaut et inductance de limitation suffisante.

Ce système présente les mêmes avantages que les autres limiteurs inductifs à courant supraconducteur réduit sans être pénalisé par de trop fortes surtensions.

Le limiteur inductif à couplage variable fait l'objet de la présente thèse [I.19 ... I.22].

Deux éléments essentiels et entièrement distincts constituent ce limiteur : un circuit magnétique à couplage variable et une bobine supraconductrice. Ces deux éléments font l'objet chacun d'une étude séparée. Après une construction et les tests d'une maquette de petite échelle (150 V, 50 A), un limiteur de type industriel (63 kV, 12 kA) a été calculé.

CHAPITRE II

CIRCUIT MAGNETIQUE - GENERALITES

Le limiteur étudié est constitué de deux éléments : un circuit magnétique et une bobine supraconductrice. Ce chapitre est consacré à l'étude du circuit magnétique à coefficient de couplage variable.

Le fonctionnement du circuit ainsi que les caractéristiques essentielles du limiteur sont présentés dans cette partie.

I - ROLE ET PRINCIPE DU CIRCUIT MAGNETIQUE

Le limiteur est constitué de deux bobines montées en parallèle sur une carcasse magnétique dont l'une est placée en série avec une bobine supraconductrice.

La fonction du circuit magnétique est d'assurer un bon couplage en régime normal et de découpler les bobinages en cas de défaut.

En régime normal la tension aux bornes du limiteur est très faible, l'induction dans le fer est donc réduite, la perméabilité des tôles est par conséquent élevée et le couplage est bon.

En régime de défaut, lors d'un court-circuit, la totalité de la tension nominale se trouve aux bornes du limiteur, si l'impédance de source est négligée. Cette tension sature le circuit magnétique, la perméabilité des tôles s'effondre et le couplage entre les bobinages diminue.

Cette variation de perméabilité permet la variation du couplage entre les bobinages.

Le limiteur possède trois paramètres essentiels :

- la chute de tension,
- le facteur de découplage,
- l'inductance de limitation.

Ces paramètres sont développés dans la suite.

II - NOTATIONS

II.1 Enroulements primaire et secondaire

Par souci de commodité, l'inductance de limitation pourra prendre le nom de primaire, et le bobinage en série avec le supra prendra systématiquement le nom de secondaire.

II.2 Inductance de fuite

Dans la suite l'inductance de fuite représente l'inductance de fuite ramenée au primaire du circuit magnétique, secondaire en court-circuit : figure II.1.

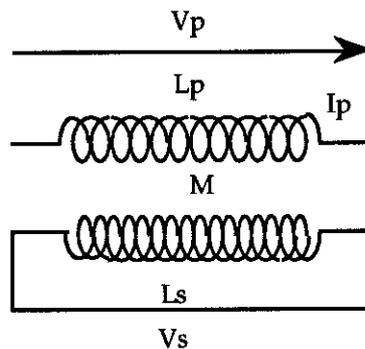


Figure II.1: limiteur dans un montage transformateur

$$\begin{cases} V_p = j L_p \omega I_p + j M \omega I_s \\ 0 = j L_s \omega I_s + j M \omega I_p \end{cases}$$

$$\begin{cases} L_p : \text{inductance primaire} \\ L_s : \text{inductance secondaire} \\ M : \text{inductance mutuelle} \\ V_p : \text{tension primaire} \\ I_p : \text{courant primaire} \\ V_s : \text{tension secondaire} \\ I_s : \text{courant secondaire} \\ L_f : \text{inductance de fuite} \end{cases}$$

$$L_f = L_p \left(1 - \frac{M^2}{L_p L_s} \right)$$

$$L_f = L_p (1 - k^2), \text{ avec } k : \text{coefficient de couplage ; } M = k \sqrt{L_p L_s}$$

II.3 Inductance apparente

L'inductance apparente du système est l'inductance du limiteur en régime normal, bobinages en parallèle : figure II.2.

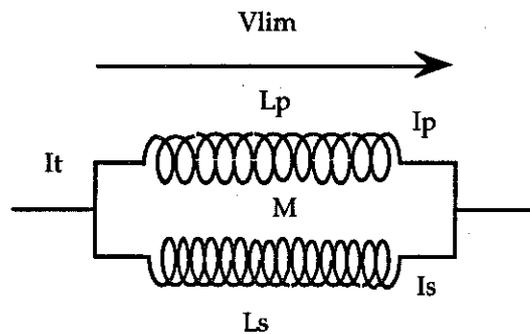


Figure II.2 : limiteur en fonctionnement réel

$$\begin{cases} V_p = j L_p \omega I_p + j M \omega I_s \\ j L_p \omega I_p + j M \omega I_s = j L_s \omega I_s + j M \omega I_p \end{cases}$$

$$L_a = \frac{L_p L_s - M^2}{L_p + L_s - 2 M}$$

La quantité $\frac{L_p L_s - M^2}{L_p + L_s - 2M}$ est appelée inductance apparente du limiteur. Pour minimiser L_a le montage sera toujours réalisé de sorte que l'inductance mutuelle M soit négative, soit les deux enroulements bobinés en sens inverse.

Il est intéressant de comparer les deux types de montages : secondaire connecté en parallèle ou bien secondaire en court-circuit. Il faut donc connaître le rapport entre l'inductance de fuite et l'inductance apparente.

$$L_a = \frac{L_p L_s \left(L_p - \frac{M^2}{L_s L_p} \right)}{L_s \left(\frac{L_p}{L_s} - 2 \frac{M}{L_s} + 1 \right)}, \text{ soit } L_a = \frac{L_f}{\frac{L_p}{L_s} - 2 \frac{M}{L_s} + 1}$$

si $L_p \ll L_s$, alors $\frac{L_p}{L_s}$ est négligeable
 comme $M \approx \sqrt{L_p L_s}$ alors $2 \frac{M}{L_s}$ est négligeable
 et $L_{app} \approx L_f$

Ces formules montrent la relation entre l'inductance de fuite d'un transformateur et l'inductance apparente du limiteur. Il apparaît que lorsque le rapport du nombre de spires entre le primaire et le secondaire est très élevé, les deux inductances sont de valeurs équivalentes, néanmoins le gain ($L_{app} < L_f$), même faible, que peut apporter le montage en parallèle est un avantage.

II.4 Découplage

En cas de défaut, la résistance de la bobine supraconductrice redevenue normale reporte le courant dans l'inductance de limitation. Par approximation il est possible de considérer le secondaire "ouvert" par la grande impédance du supraconducteur : figure II.3.

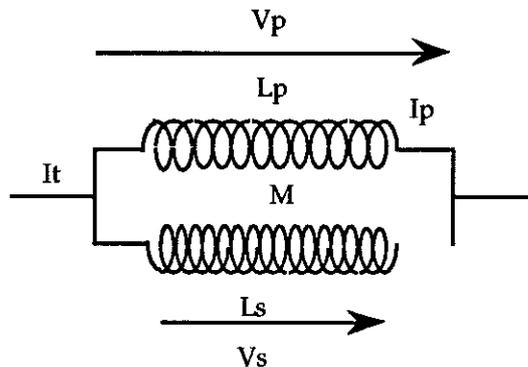


Figure II.3 : limiteur avec le secondaire ouvert

Pour évaluer le découplage il faut connaître la tension aux bornes de l'enroulement secondaire du circuit magnétique. Les équations du circuit sont les mêmes que précédemment mais cette fois le courant secondaire est nul.

$$\begin{cases} V_p = j L_p \omega I_p \\ V_s = j M \omega I_p \end{cases} \quad I_s = 0$$

$$\text{soit } V_s = \frac{M}{L_p} V_p,$$

$$V_s = k \sqrt{\frac{L_s}{L_p}} V_p \quad \text{ou} \quad V_s \neq k \frac{N_s}{N_p} V_p$$

$\begin{cases} N_p : \text{nombre de spire au primaire} \\ N_s : \text{nombre de spire au secondaire} \end{cases}$

Si le découplage est efficace, le coefficient de couplage et l'inductance mutuelle sont faibles, et les tensions primaire et secondaire ne sont plus dans le rapport du nombre de spires et nous n'avons plus la relation :

$$V_{\text{supra}} \neq V_{\text{limiteur}} \left(1 + \frac{N_s}{N_p} \right)$$

L'ampleur du découplage est accessible donc par une simple mesure d'inductance mutuelle.

II.5 Inductance de limitation

En première approximation il est possible de considérer que l'inductance de limitation n'est autre que l'inductance primaire. En réalité il faudrait tenir compte de la résistance finie de l'enroulement supraconducteur. L'approximation faite est néanmoins suffisante pour avoir une bonne idée du courant de limitation.

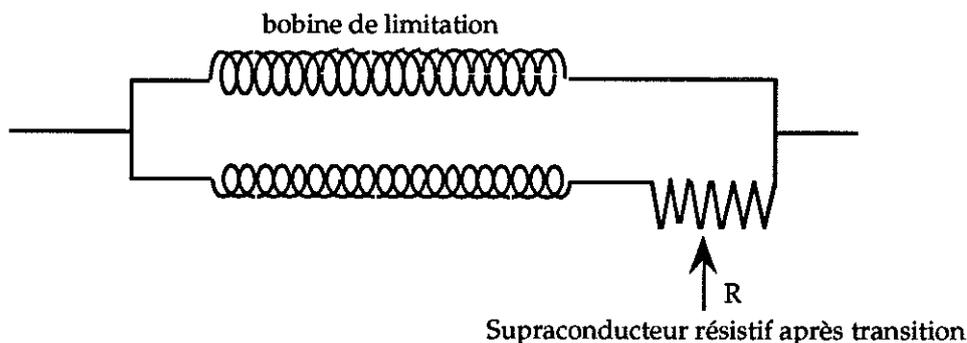


Figure II.4 : représentation du limiteur en cas de défaut

Les équations du circuits sont les suivantes :

$$\begin{cases} V_p = j L_p \omega I_p + j M \omega I_s \\ j L_p \omega I_p + j M \omega I_s = j L_s \omega I_s + j M \omega I_p + R I_p \end{cases}$$

de ce système nous déduisons l'impédance de limitation :

$$\frac{V_p}{I_t} = j L_p \omega \left(1 + \frac{j \omega (L_p - M)^2}{R + j \omega (L_s + L_p - 2M)} \right)$$

Si la résistance R est suffisamment importante l'approximation est bonne.

Les principales notations concernant le limiteur sont maintenant définies. Le problème de l'ampleur de la réduction des surtensions est important puisqu'il justifie l'usage d'un circuit magnétique.

III - Découplage et surtensions

Le principal intérêt du circuit magnétique est de réduire les surtensions aux bornes du bobinage supraconducteur après transition.

Le découplage permet de limiter ces surtensions en valeur efficace et non en valeur crête. Les valeurs efficaces des tensions primaire et secondaire ne seront plus dans le rapport du nombre de spires par contre les valeurs crêtes le seront. C'est-à-dire que les contraintes thermiques seront diminuées mais pas les contraintes diélectriques.

La tension et le flux dans le circuit magnétique sont liés par la relation suivante :

$$V = - \frac{d\Phi}{dt}$$

Le courant varie comme le flux. On peut considérer en première approximation que les grandeurs sont sinusoïdales. Le courant et la

tension sont déphasés de $\pi/2$ aux bornes de l'enroulement secondaire puisque celui-ci est inductif.

A chaque passage par l'origine du courant les tôles se désaturent. A cause de l'absence de saturation le couplage est bon et la tension, en raison de son déphasage avec le courant, est à sa valeur maximale.

Par contre dès que à nouveau il y a saturation, la tension diminue en raison du découplage. Ce phénomène est bien visible à l'aide de la figure II.5.

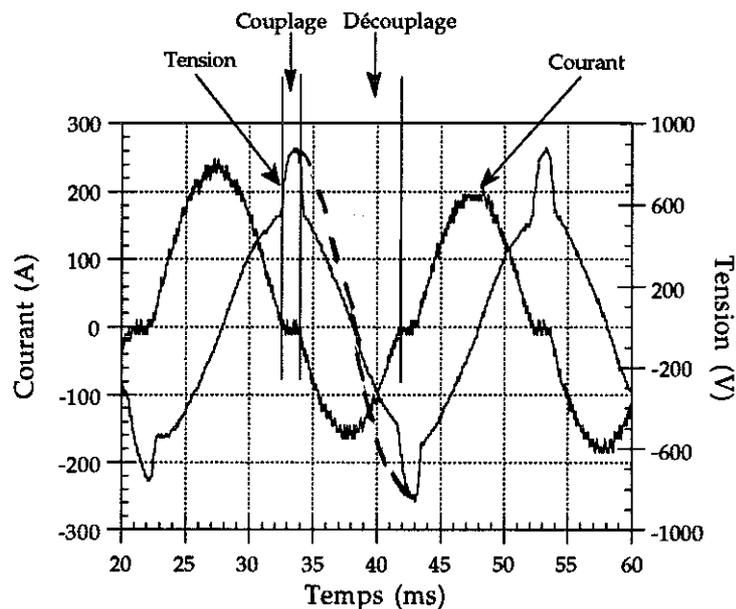


Figure II.5 : exemple de découplage

La portion de courbe en pointillée représente la tension secondaire si il n'y avait pas de découplage.

IV - Cahier des charges

Il existe un certain nombre de contraintes pour dimensionner le circuit magnétique issu du cahier des charges du limiteur. Les résultats d'une étude auprès de distributeurs d'énergie du continent Nord-Américain [II.1] ont permis de dégager un certain nombre de requêtes en matière de protection en cas de défaut sur une ligne.

Dans la plus part des cas de défaut le courant de court-circuit est inférieur à 20 kA pour des tensions allant de 15 à 38 kV, ce qui représente suivant les systèmes de 10 à 20 fois le courant nominal. Le courant de limitation peut être égal pour beaucoup de distributeurs à $I_{cc}/2$, et ne doit jamais être inférieur au courant nominal, les organes de coupures classiques peuvent couper ce courant de limitation. Sur des lignes de plus grande puissance ce courant de limitation peut être pris égal de 3 à 5 fois le courant nominal.

Rapport entre L_{lim} et $L_{apparent}$

Quelques contraintes du type de celles que l'on rencontre en coupure ou limitation industrielle imposent d'avoir un rapport entre l'inductance de limitation et l'inductance apparente. Ce rapport est issu d'un certain nombre d'hypothèses :

- la chute de tension doit être inférieure à 5% de la tension nominale, sinon une bobine de limitation seule, non supraconductrice, *lineaire*, suffit,
- le courant de limitation vaut trois fois le courant nominal,
- le courant de court-circuit vaut par exemple 12,5 fois le courant nominal.

De ces contraintes nous en déduisons $L_{lim} \# 5 L_{app}$.

Pour le fonctionnement optimal d'un limiteur le rapport minimal à avoir donc entre l'inductance de limitation et l'inductance apparente sera toujours supérieur à 5. Ce rapport permet d'évaluer l'efficacité d'un limiteur.

La chute de tension dans les maquettes sera la chute de tension inductive du limiteur, en négligeant la chute de tension résistive. Dans les systèmes de fortes puissances les résistances sont négligeables.

Un fois les paramètres et un cahier des charges établis, il est possible d'étudier les matériaux destinés à la construction du circuit magnétique.

V - Choix des tôles du circuit magnétique

Le choix des tôles utilisées dans la construction des circuits magnétiques a essentiellement dépendu des disponibilités des fournisseurs, elles sont de la même qualité que celles servant aux mesures de temps de diffusion.

Les caractéristiques des tôles sont présentées sur les deux courbes suivantes.

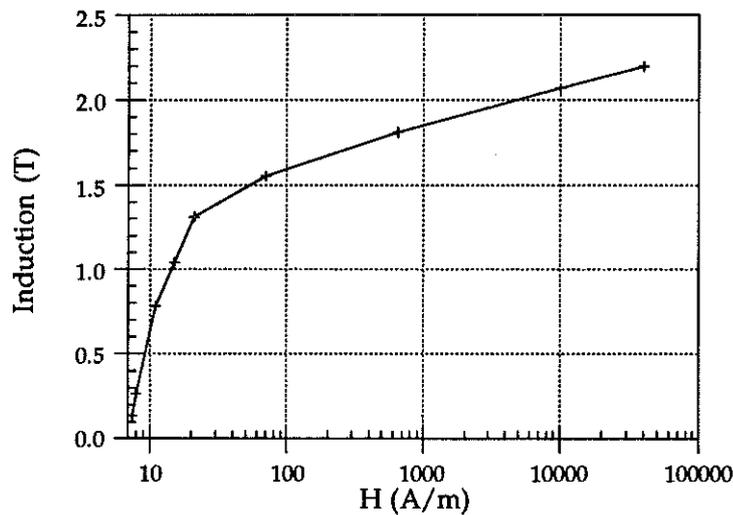


Figure II.6 : caractéristique de tôles magnétiques de qualité M6

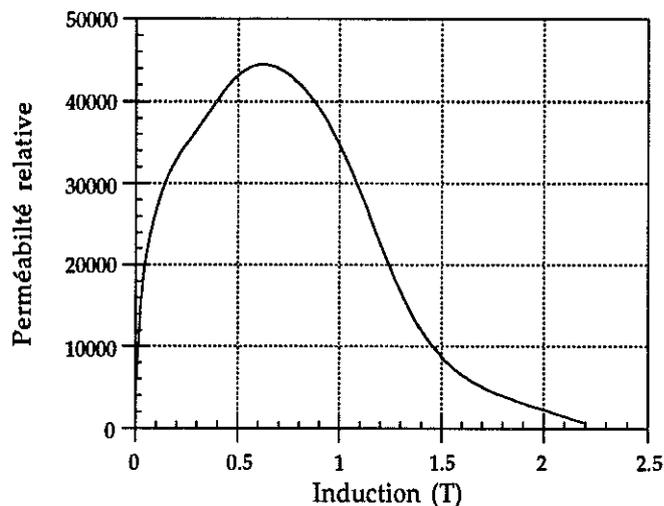


Figure II.7 : perméabilité en fonction de l'induction dans les tôles magnétiques

Le limiteur en régime permanent se situe dans la partie linéaire de la caractéristique B(H), la deuxième partie après le coude de saturation concerne le limiteur en régime de limitation.

Le fonctionnement du circuit est en "tout ou rien", jamais le point de fonctionnement du limiteur n'est proche du coude de saturation.

Suivant la qualité des tôles, le coude peut être plus ou moins brusque et la perméabilité plus ou moins grande.

Une autre caractéristique essentielle des tôles est leur vitesse de saturation. Une formule donne le temps de diffusion τ de l'induction :

$$\tau = \mu_0 \mu_r \sigma \frac{e^2}{\pi^2} \quad \left\{ \begin{array}{l} \mu_0 \mu_r : \text{perméabilité} \\ e : \text{épaisseur des tôles} \\ \sigma : \text{conductibilité électrique} \end{array} \right.$$

Cette expression indique qu'il faut avoir des tôles de faible épaisseur pour avoir un temps de diffusion très bref. Plus la perméabilité est grande plus ce temps est long, ceci montre que les délais les plus courts seront obtenus à très faible induction ou à saturation ce qui est le plus intéressant dans notre cas.

Ce temps a été mesuré sur des tôles de qualité M6, elles sont à grain orienté et font 0,35 mm d'épaisseur.

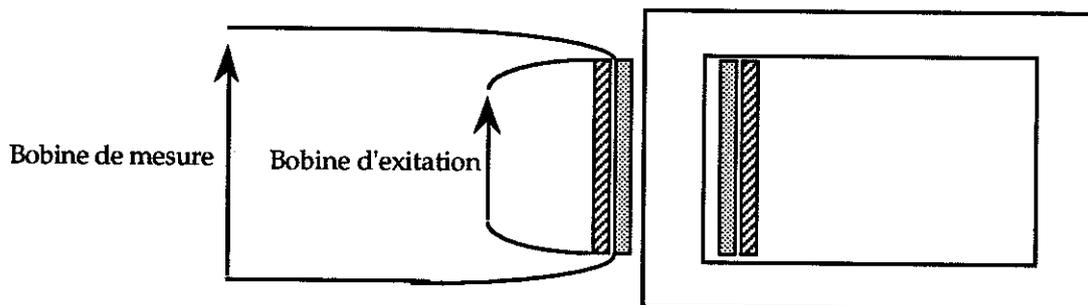


Figure II.8 : schéma de mesure des constantes de temps des tôles magnétiques

La méthode de mesure est la suivante : une tension est brutalement appliquée sur une bobine pour amener le matériau au niveau d'induction désiré, le retard à l'apparition d'une tension sur une deuxième bobine est mesuré.

Les résultats sont consignés dans le tableau suivant :

Induction finale (T)	0,3	0,8	2
$\tau_{\text{théorique}}$ (ms)	0,14	1,2	0,6
$\tau_{\text{mesuré}}$ (ms)	0,10	1,4	0,8

Tableau II.9 : mesure de constantes de temps de réaction de tôles magnétiques

Ces résultats témoignent d'une bonne efficacité de la vitesse de découplage ainsi qu'une bonne concordance avec les valeurs théoriques, l'écart peut venir du fait que quelques tôles sont en court-circuit.

Le tableau II.10 montre les temps de diffusion de l'induction en fonction de l'épaisseur des tôles.

Epaisseur (mm)	0,65	0,35	0,1	0,05
Temps de réponse (ms)	4	1,2	0,1	0,025

Tableau II.10 : temps de réponse pour diverses épaisseurs

Après la présentation des matériaux de construction du circuit magnétique, il faut aborder les méthodes de calcul du circuit magnétique.

VI - Méthodes de calcul

L'intérêt du circuit magnétique repose sur la variation du couplage. La limitation se fait par l'inductance de la bobine primaire.

La méthode du calcul se base sur deux principes, l'état de saturation de la tôle et la valeur d'inductance de la bobine primaire. Le calcul se fait donc pour la limitation et non pour le régime permanent, le calcul n'est pas similaire à celui d'un transformateur.

Le calcul est fait tout d'abord de manière analytique, puis à l'aide de logiciels de calcul de champs par une méthode d'éléments finis FLUX2D et FLUX3D.

VI.1 Méthode analytique

Deux possibilités existent pour effectuer le calcul analytique. La première méthode consiste à utiliser une courbe caractéristique des tôles, la seconde consiste à calculer l'inductance de limitation dans l'air puis à extrapoler sa valeur dans le fer.

VI.1a Calcul à partir d'une courbe B(H)

L'induction créé dans un circuit magnétique par une bobine, à laquelle est appliquée une tension, est donnée par la relation de Boucherot.

$$B = \frac{V \sqrt{2}}{N \omega S} \quad \left\{ \begin{array}{l} S : \text{section de fer} \\ \omega : \omega = 2 \pi f, f : \text{fréquence} \end{array} \right.$$

La bobine primaire doit saturer le circuit, l'induction dans le fer fait donc partie des paramètres fixes.

$$\text{soit} \quad N_{\text{lim}} S_{\text{lim}} = \frac{V_n \sqrt{2}}{B_{\text{sat}} \omega}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} N_{\text{lim}} : \text{nombre de spire de la bobine de limitation} \\ S_{\text{lim}} : \text{section de la bobine de limitation} \\ \ell_{\text{lim}} : \text{longueur du circuit magnétique} \\ \mu_0 \mu_{\text{rsat}} : \text{perméabilité à saturation} \\ B_{\text{sat}} : \text{induction à saturation} \end{array} \right.$$

L'inductance de limitation est donnée par la relation suivante :

$$L_{\text{lim}} = \frac{N_{\text{lim}}^2}{\mathcal{R}}, \quad \mathcal{R} : \text{réductance du circuit}$$

soit

$$L_{\text{lim}} = \frac{N_{\text{lim}}^2}{\frac{1}{\mu_0 \mu_{\text{rsat}}} \frac{\ell_{\text{lim}}}{S_{\text{lim}}}}$$

La tension aux bornes du limiteur en cas de court-circuit est supposée voisine de la tension source, soit donc $V_n \approx V_{\text{lim}}$. Les paramètres imposés sont donc la tension nominale, l'inductance de limitation et le courant de limitation d'où :

$$L_{\text{lim}} = \frac{V_n}{I_{\text{lim}} \omega}$$

Le calcul du circuit se réduit à un système de deux équations se déduisant des données précédentes.

Les paramètres déterminent deux constantes :

$$C_1 = \frac{L_{\text{lim}}}{\mu_0 \mu_{\text{rsat}}}, \quad C_2 = \frac{V_n \sqrt{2}}{B_{\text{sat}} \omega}$$

Ce qui permet d'écrire le système suivant :

$$(1) \left\{ \begin{array}{l} \frac{N_{\text{lim}}^2 S_{2m}}{\ell_{\text{lim}}} = C_1 \\ N_{\text{lim}} S_{\text{lim}} = C_2 \end{array} \right.$$

Ce système permet de calculer le nombre de spire de la bobine primaire, la section de la culasse magnétique et sa longueur.

Pour utiliser ce système, il faut connaître la courbe $B(H)$ du matériau magnétique afin d'évaluer sa perméabilité à saturation. En

raison de la saturation le trajet des lignes de flux peut être difficile à évaluer, certaines se renferment par l'extérieur du circuit, \mathcal{L}_{lim} peut donc être difficile à connaître avec précision.

L'inductance apparente du système se calcule à partir des éléments de limiteur, mais est difficilement intégrable dans la conception de manière analytique.

Une autre méthode de calcul est possible permettant de s'affranchir de la connaissance de la courbe B(H)

VI.1b Extrapolation à partir d'un calcul dans l'air

Le principe est simple, la valeur d'une inductance dans l'air est parfaitement définie, sa valeur dans le fer est donc connue à un facteur multiplicatif près.

La relation de Boucherot reste inchangée, seul le calcul de l'inductance de limitation est modifié.

Valeur d'une inductance dans l'air :

$$L_{air} = \mu_0 \pi \frac{N_{bob}^2 D_{bob}^2}{4 h_{bob}}$$

$$(1) \begin{cases} N_{bob} : \text{nombre de spire de la bobine} \\ D_{bob} : \text{diamètre de la bobine} \\ h_{bob} : \text{hauteur de la bobine} \end{cases}$$

L'inductance dans le fer est proportionnel à l'inductance dans l'air. La formule donnant l'inductance dans l'air n'est précise que pour les bobines longues, le facteur K peut intégrer un coefficient corrigeant l'erreur due à cette approximation.

$$L_{fer} = L_{lim} = K L_{air}$$

Une nouvelle constante apparaît :

$$C_3 = \frac{4 L_{lim}}{K \mu_0 \pi}$$

Le système précédent devient :

$$(2) \begin{cases} \frac{N_{lim}^2 D_{bob}^2}{h_{bob}} = C_3 \\ N_{lim} S_{lim} = C_2 \end{cases}$$

Ce système déplace le problème de la maîtrise de la caractéristique des tôles à saturation, il exige d'évaluer le rapport d'inductance entre une bobine dans l'air et dans le fer saturé. Un tableau présente quelques valeurs d'inductances de diverses bobines dans le fer et dans l'air, ce sont des résultats de mesures faites sur les maquettes de limiteur.

	Nombre de spires	Inductance propre dans l'air (mH)	Inductance propre dans le fer (mH)	Facteur entre les inductances	Géométrie
BOB1	270	1,43	22,3	15	L = 120 mm int : 40*40 mm ² ext : 67*57 mm ²
BOB2	270	5,5	22,3	4	L = 23 mm $\Phi_{int} = 70$ mm $\Phi_{ext} = 100$ mm
BOB3	270	3,5	22,3	6	L = 120 mm int : 40*20 mm ² ext : 70*53 mm ²

Tableau II.11 : présentation de rapport d'inductance entre des bobines dans l'air et dans le fer saturé

- La longueur du circuit la magnétique est la même dans les 3 cas et vaut 900 mm.

Les valeurs d'inductances dans le fer sont toutes identiques dans la mesure où la section de fer et la longueur du circuit magnétique sont prépondérantes par rapport à la géométrie des bobines, par contre ce n'est pas le cas dans l'air. Ce sont les galettes qui ont la plus grande proximité entre leur inductance dans le fer et leur inductance dans l'air car ce sont elles qui ont la plus grande valeur d'inductance dans l'air.

Outre les méthodes analytiques, il existe des moyens numériques de calculer le circuit magnétique.

VI.2 Méthodes numériques

Toutes les méthodes présentées ici utilisent deux logiciels de calcul de champ magnétique l'un en trois dimensions et l'autre en deux dimensions. Le type de problème à résoudre est curieusement un "faux" problème en deux dimensions. Les problèmes sont dits en deux dimensions lorsque leur profondeur vaut de 3 à 5 fois leur largeur, or dans le cas présent profondeur et largeur sont souvent équivalentes. Malgré cette restriction FLUX2D permet de faire des comparaisons et "d'optimiser" les circuits.

VI.2a FLUX2D "classique"

Les trois paramètres du circuit magnétique sont à calculer, les calculs se feront donc dans la partie linéaire et dans la partie saturée du matériau. En premier lieu la géométrie complète du circuit est introduite dans le logiciel. La deuxième étape consiste à rentrer les propriétés physiques du problème avec entre autre les densités de courants circulant dans les diverses bobines, le logiciel calcule alors soit les inductances désirées soit l'énergie magnétique de tout le domaine d'étude. Cette énergie permet d'accéder à la valeur de l'inductance propre.

Le calcul des inductances mutuelles se fait de manière analogue par une méthode énergétique en trois étapes : détermination séparée des inductances propres de chaque bobinage puis de l'inductance mutuelle :

$$W_{\text{magn}} = \frac{1}{2} L_1 I_1^2 + \frac{1}{2} L_2 I_2^2 + M_{12} I_1 I_2$$

Inductance apparente

Ce paramètre est le plus délicat à calculer. La formule donnant l'inductance apparente est la suivante :

$$L_{app} = \frac{L_p L_s - M^2}{L_p + L_s - 2M}$$

De grandes imprécisions peuvent venir du fait que l'on soustrait des quantités relativement proches, il ne faut donc pas appliquer directement cette formule. Il faut reprendre la formule de l'énergie utilisée pour le calcul de la mutuelle.

$$W_{magn} = \frac{1}{2} L_1 I_1^2 + \frac{1}{2} L_2 I_2^2 + M_{12} I_1 I_2$$

Les bobinages N°1 et 2 sont couplés en parallèle ; en reprenant le circuit décrit au paragraphe II.3 nous avons une relation entre les courants :

$$I_1 = \frac{L_2 - M}{L_1 - M} I_2$$

Cette expression du courant est introduite dans la formule de l'énergie, soit après simplification :

$$\frac{W_{magn}}{I_2^2} = \frac{(L_2 + L_1 - 2M)(L_1 L_2 + M^2)}{2(L_1 - M)^2}$$

ceci, pour retrouver l'inductance apparente, peut s'écrire de la façon suivante

$$L_{app} = \frac{2 (L_1 - M)^2}{(L_2 + L_1 - 2 M)^2} \times \frac{W_{magn}}{I_2^2}$$

Cette façon de procéder permet de n'avoir que des additions à faire ce qui autorise une bonne précision des calculs.

Découplage

L'inductance mutuelle est calculé puis le coefficient de couplage est évalué, il vaut :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

Plus k est inférieur à l'unité meilleur est le découplage. Ceci permet d'accéder par calcul à la tension secondaire.

Inductance de limitation

Il s'agit du paramètre le plus simple à calculer, le logiciel donne directement l'inductance d'un enroulement lorsqu'il connaît la densité de courant circulant dans la bobine. La méthode utilisant l'énergie est bien sur aussi applicable.

VI.2b FLUX2D couplé avec CIRCUIT

L'inconvénient de FLUX2D "classique" est l'alimentation des bobines par une densité de courant alors que c'est la tension aux bornes des éléments du limiteur qui est imposée.

Un nouvelle version de FLUX2D couplé avec le logiciel de calcul d'équation électrique CIRCUIT a été développée au laboratoire [II.2]. Cette version présente des avantages. Il y a deux représentations du problème, l'une classique purement magnétique et une nouvelle électrique. Ce circuit électrique est représenté sous forme d'un réseau composé de mailles, chaque maille étant constituée de sources ou bobines, ou conducteurs massifs... Les bobines sont cette fois alimentées en tension.

Une fois introduites la géométrie et les propriétés physiques du problème, le logiciel donne accès aux tensions aux bornes des divers composants ainsi qu'aux courants les traversant.

Inductance apparente

Les deux bobines sont assemblées en parallèle et alimentées avec le courant nominal, la chute de tension aux bornes du limiteur est ainsi calculée.

Découplage

La tension nominale est appliquée aux bornes de la bobine primaire et la tension secondaire est accessible après calcul.

Inductance de limitation

Le calcul ne présente pas de problème, la tension nominale est appliquée sur la bobine primaire, le courant de limitation est directement accessible après calcul.

L'approximation bidimensionnelle faite en utilisant FLUX2D pour un problème tridimensionnel peut être levé en faisant emploi de FLUX3D pour calculer des résultats définitifs.

VI.2c FLUX3D

L'utilisation du logiciel de calcul de champ à partir d'une méthode d'éléments finis à trois dimensions FLUX3D est beaucoup plus lourde que pour les deux logiciels précédents. La géométrie et les propriétés physique sont introduites, comme dans la version classique de FLUX2D le calcul se fait à partir des densités de courant circulants dans les bobines. Le calcul se fait par les énergies de la même manière que dans FLUX2D "classique". Après la résolution le logiciel donne accès aux grandeurs électromagnétiques fondamentales.

L'étape suivante est le calcul du circuit magnétique.

CHAPITRE III

CIRCUIT MAGNETIQUE - DIFFERENTES CONFIGURATIONS

Différents types de géométries possibles vont être étudiés afin de voir celui qui correspond le mieux aux critères fixés par le cahier des charges.

Dans un premier temps afin de favoriser le découplage les bobines de limitation et secondaire seront placées chacune sur une colonne d'un circuit magnétique.

I - CIRCUIT A TROIS COLONNES

I.1 Présentation

L'inductance de limitation doit rester suffisante pour limiter le courant malgré la faiblesse de la perméabilité nécessaire pour découpler. L'idée la plus simple (ou naturelle) consiste à prendre un circuit magnétique à trois colonnes. Deux des colonnes supportent chacune une bobine, celle de limitation et celle secondaire, la troisième colonne, centrale, possède un entrefer : figure III.1.

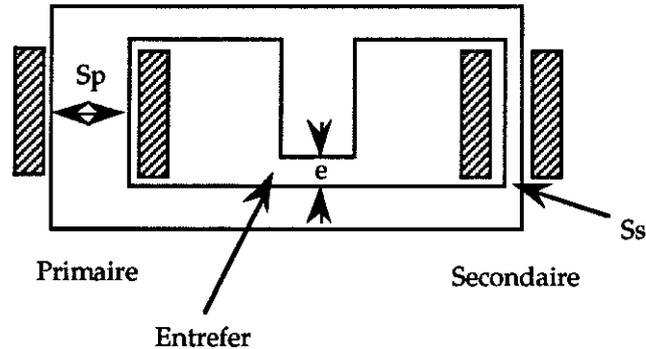


Figure III.1 : circuit magnétique saturable à 3 colonnes

En régime permanent la colonne centrale possède une grande réluctance du fait de l'entrefer et ne devrait pas intervenir.

La colonne supportant la bobine secondaire (en série avec l'enroulement supraconducteur) est de section plus faible que les deux autres. Au moment du court-circuit, seule la colonne à section faible se sature, le flux se referme par la colonne centrale. Ce phénomène découple les bobines, l'absence de saturation de la moitié du circuit permet d'obtenir une inductance de limitation élevée.

I.2 Calculs

Ce circuit magnétique est représenté par un schéma équivalent électrique à l'aide de réluctances.

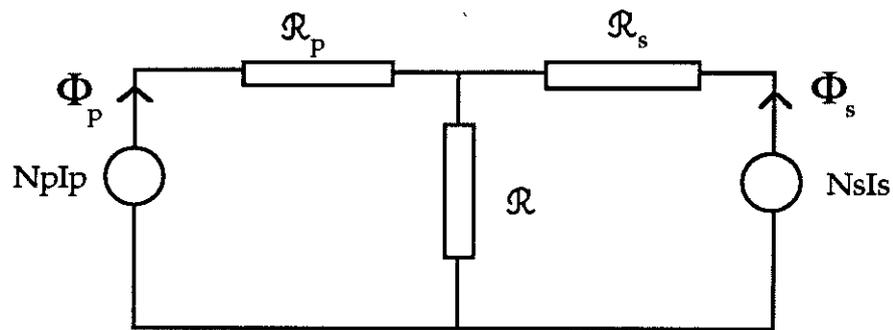


Figure III.2 : schéma électrique équivalent

Le schéma peut se réduire à un système ; les réluctances sont traitées comme des résistances et les flux comme des courants. Ceci ne représente qu'une approximation dans le cas d'un entrefer faible.

$$\begin{cases} N_p I_p = \mathcal{R}_p \phi_p + \mathcal{R} (\phi_s + \phi_p) \\ N_s I_s = \mathcal{R} (\phi_s + \phi_p) + \mathcal{R}_s \phi_s \end{cases}$$

Ceci permet de déterminer les valeurs des flux.

$$\phi_1 = \frac{N_p I_p (\mathcal{R}_s + \mathcal{R}) - N_s I_s \mathcal{R}}{(\mathcal{R}_p + \mathcal{R}) (\mathcal{R}_s + \mathcal{R}) - \mathcal{R}^2} \quad \text{et} \quad \phi_2 = \frac{N_p I_p (\mathcal{R}_s + \mathcal{R}) - \mathcal{R} N_p I_p}{(\mathcal{R}_p + \mathcal{R}) (\mathcal{R}_s + \mathcal{R}) - \mathcal{R}^2}$$

De ces équations de flux, il est facile de déduire les valeurs des inductances primaire et secondaire ainsi que de l'inductance mutuelle.

$$L_p = \frac{N_p^2}{\mathcal{R}_p + \frac{\mathcal{R}_s \mathcal{R}}{\mathcal{R}_s + \mathcal{R}}}, \quad L_s = \frac{N_s^2}{\mathcal{R}_s + \frac{\mathcal{R}_p \mathcal{R}}{\mathcal{R}_p + \mathcal{R}}}$$

$$M = N_p N_s \times \frac{\frac{\mathcal{R}}{\mathcal{R} + \mathcal{R}_s}}{\mathcal{R}_p + \frac{\mathcal{R}_s \mathcal{R}}{\mathcal{R}_p + \mathcal{R}}}$$

avec

$$\mathcal{R}_p = \frac{1}{\mu_0 \mu_{rp}} \frac{\ell_p}{S_p} ; \mathcal{R}_s = \frac{1}{\mu_0 \mu_{rs}} \frac{\ell_s}{S_s} ; \mathcal{R} = \frac{1}{\mu_0} \frac{e}{S}$$

μ_{rp} : perméabilité relative de la colonne primaire,
 μ_{rs} : perméabilité relative de la colonne secondaire.

Inductance de fuite

L'inductance de fuite du montage en transformateur du limiteur vaut :

$$L_f = L_p - \frac{M^2}{L_s}$$

Les inductances sont remplacées par leur valeur

$$L_f = \frac{N_p^2}{\mathcal{R}_p + \frac{\mathcal{R}_s \mathcal{R}}{\mathcal{R}_s + \mathcal{R}}} - \frac{\left(N_p N_s \times \frac{\frac{\mathcal{R}}{\mathcal{R} + \mathcal{R}_s}}{\mathcal{R}_p + \frac{\mathcal{R}_s \mathcal{R}}{\mathcal{R}_p + \mathcal{R}}} \right)^2}{\frac{N_p^2}{\mathcal{R}_s + \frac{\mathcal{R}_p \mathcal{R}}{\mathcal{R}_p + \mathcal{R}}}}$$

Découplage

De la méthode de calcul présente dans le chapitre précédant nous écrivons :

$$V_s = \frac{M}{L_p} V_p$$

Avec les formules établies dans l'équivalence électrique du limiteur, cette expression peut s'écrire :

$$V_s = \left(\frac{N_s}{N_p} \frac{\mathcal{R}}{\mathcal{R} + \mathcal{R}_s} \frac{\mathcal{R} + \frac{\mathcal{R}_s \mathcal{R}}{\mathcal{R}_s + \mathcal{R}}}{\mathcal{R}_p + \frac{\mathcal{R}_s \mathcal{R}}{\mathcal{R}_p + \mathcal{R}}} \right) \times V_p$$

Inductance de limitation

L'inductance de limitation est donnée directement par la formule de l'inductance primaire.

Les formules établies précédemment permettent de tracer l'inductance de fuite ainsi que le découplage et l'inductance de limitation en fonction de l'entrefer.

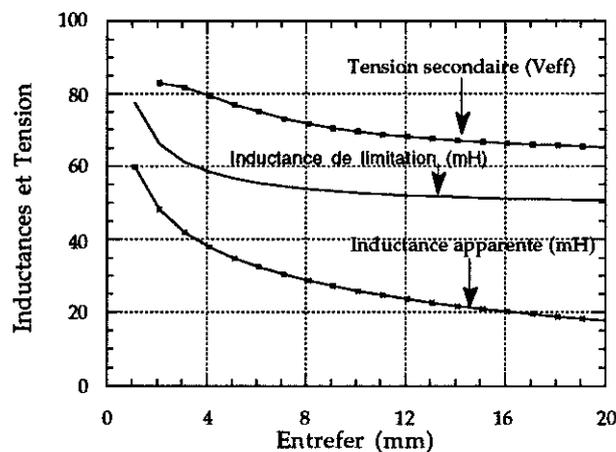


Figure III.3 : variation de l'inductance de limitation et du découplage à saturation et variation de l'inductance apparente avec l'entrefer

I.3 Conclusions

L'inductance apparente quelque soit la valeur d'entrefer est à un niveau beaucoup trop élevée, maintenir un entrefer même grand est très préjudiciable à la chute de tension. En conclusion ce type de circuit présente une chute de tension rédhibitoire ($>30 \%V_n$) quelques puissent être ses autres qualités.

II - CIRCUIT A DEUX COLONNES

II.1 Présentation

L'entrefer de la colonne centrale crée des fuites qui sont préjudiciables à la chute de tension. Cette colonne centrale peut être supprimée, l'inductance apparente devrait être alors considérablement réduite. L'inductance de limitation diminue elle aussi car le flux s'épanouit autour du circuit au lieu de se reboucler par la colonne centrale. Comme dans le limiteur précédant la colonne supportant la bobine secondaire possède une section plus faible que celle supportant la bobine primaire.

Le circuit peut être considéré pour des calculs analytiques comme un cas limite du circuit à trois branches avec un entrefer maximal correspondant au vide intérieur de la carcasse magnétique.

L'étude expérimentale se fait à partir de la maquette présentée sur le schéma suivant : figure III.4.

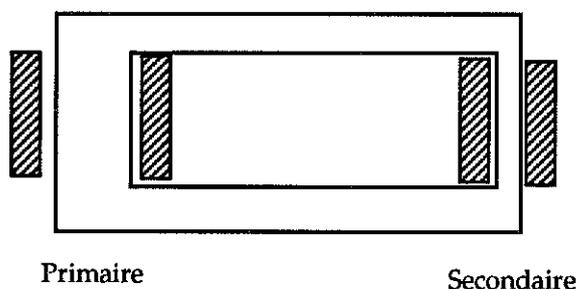


Figure III.4 : principe du circuit magnétique à deux colonnes

II.2 Calculs analytiques et numériques

Dans un premier temps afin de minimiser les surtensions tout en validant des choix de construction le rapport des nombres de spires vaut 1. Les surtensions vaudront donc, sans découplage, aux bornes du supraconducteur, en première approximation, 2 fois la tension aux bornes du limiteur.

Le cahier des charges est le suivant :

$$V_n = 140 V_{eff}$$

$$I_n = 6 A_{eff}$$

$$I_{lim} = 3 \text{ à } 4 \text{ fois } I_n$$

$$I_p / I_s = 1$$

Le calcul de la section de fer et du nombre de spire des bobinages se fait à l'aide du système (1) défini dans le chapitre précédent.

Des calculs analytiques sont effectués de la même manière que précédemment.

Une étude sur FLUX2D a été également entreprise. La figure III.5 donne la répartition des lignes de flux lorsque le circuit est saturé. Les résultats des deux méthodes sont rassemblés dans le tableau III.10

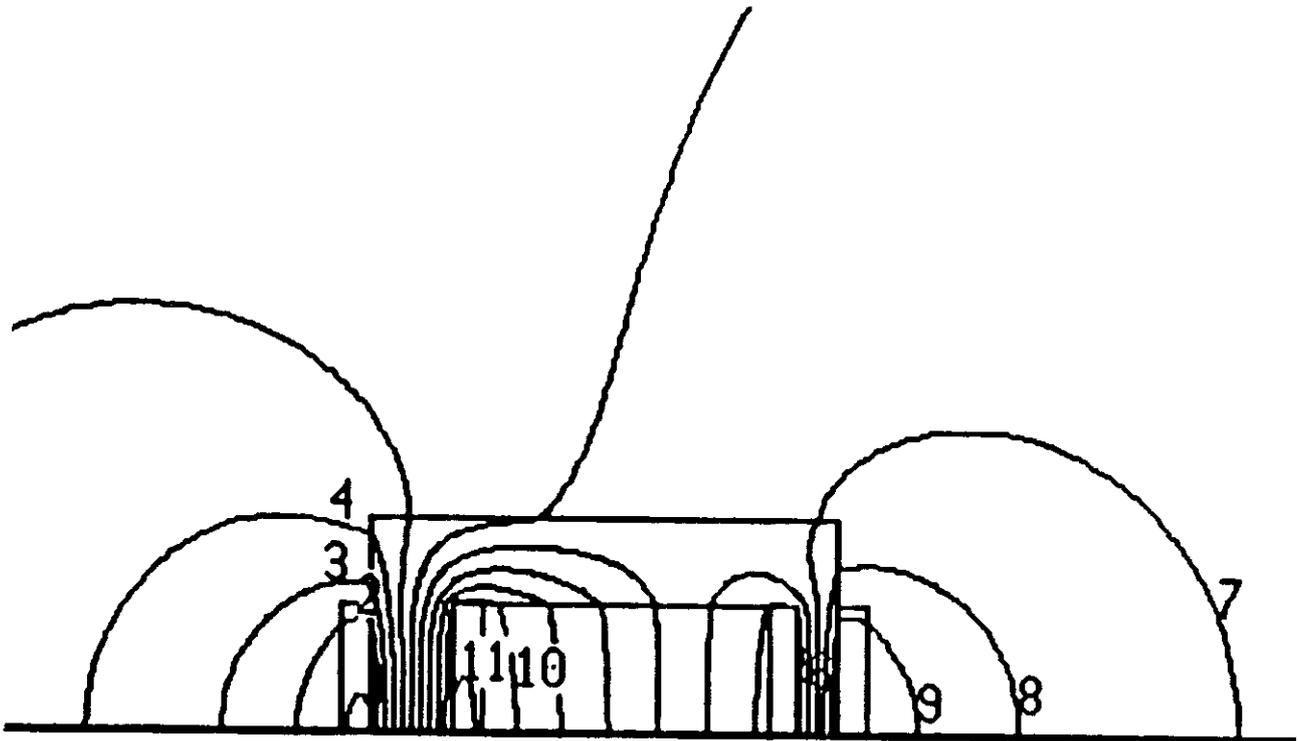


Figure III.5 : représentation du circuit à saturation sur FLUX2D

II.3 Modèle expérimental

Pour vérifier expérimentalement les calculs analytiques et numériques une maquette de ce type de circuit à été construite : figure III.5.

Le circuit magnétique est constitué de tôles ferrosilicium à grains orientés de 0,35 mm d'épaisseur. Ces tôles ont des pertes faibles : 1 W/kg à 1,5 T et 50 Hz dans le sens de facile aimantation, et leur perméabilité est très grande, de l'ordre de 45000 à 0,6 T. Les caractéristiques géométriques de la maquette sont les suivantes :

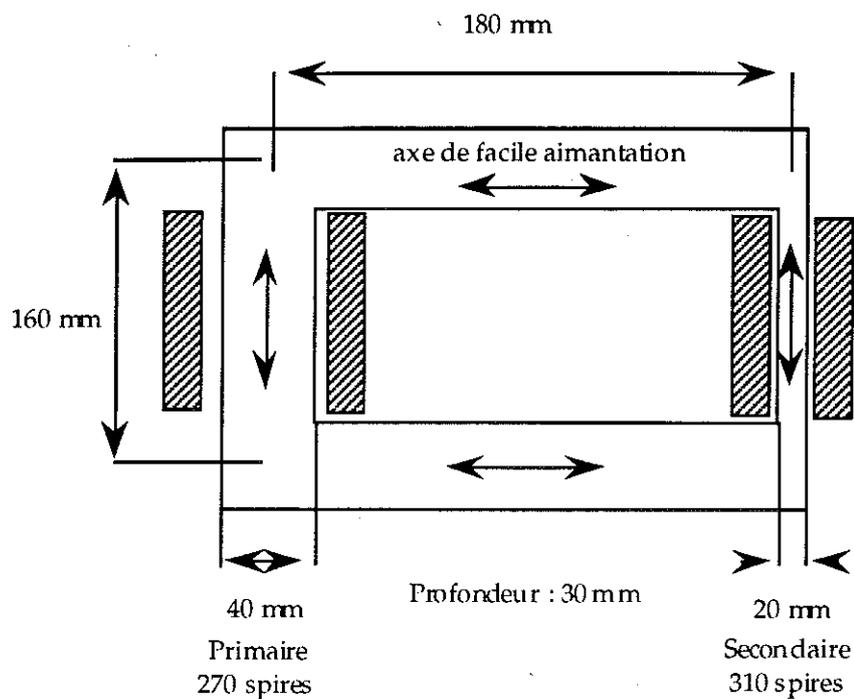


Figure III.6 : schéma de principe du limiteur.

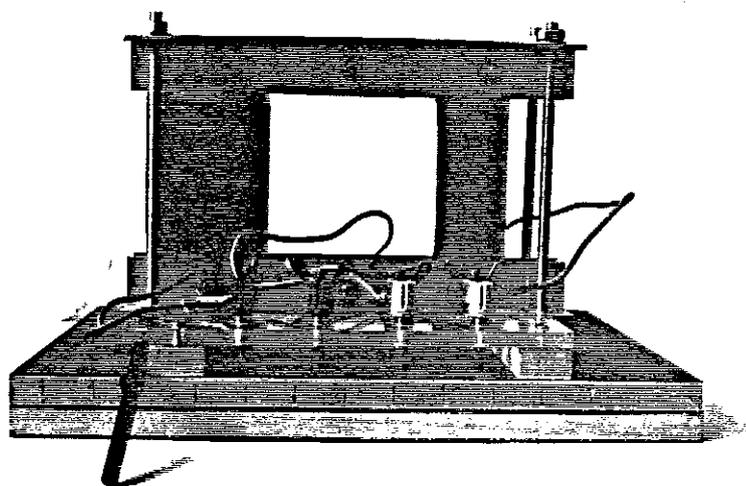


Figure III.7 : photo du circuit magnétique.

Les résultats expérimentaux de cette maquette sont présentés à travers les courbes III.8 et III.9

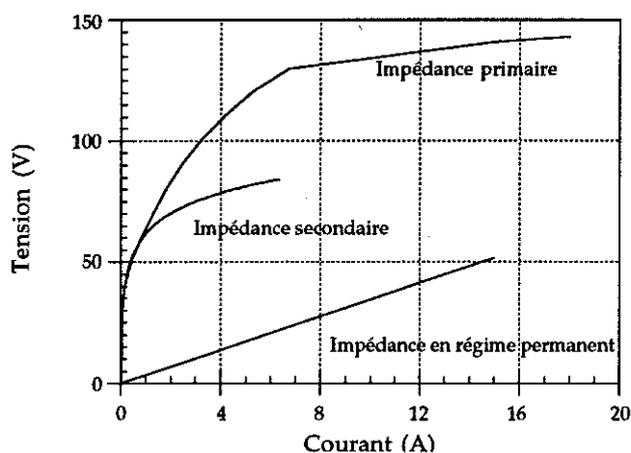


Figure III.8 : caractéristique courant-tension des bobines primaire, secondaire et du limiteur

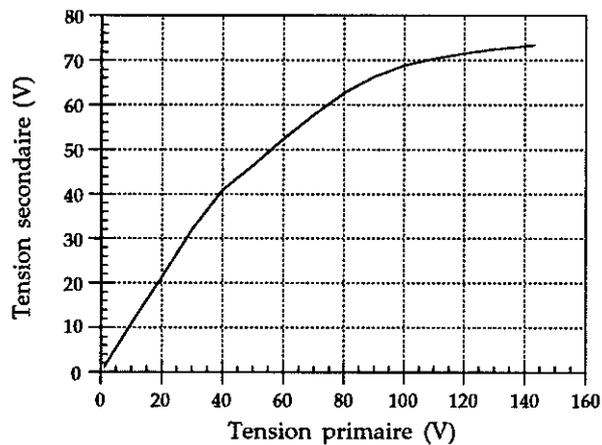


Figure III.9 : tension secondaire en fonction de la tension primaire

Les comparaisons entre les résultats expérimentaux, les calculs analytiques et les résultats FLUX2D sont consignées dans le tableau III.10.

	Résultats expérimentaux	Résultats analytiques	Résultats FLUX2D
Inductance de limitation	29 mH	34 mH	25 mH
Inductance apparente (mH, %V _n)	11 mH - 14 %	4 mH - 5%	8,8 mH - 11,2%
Découplage V _s /V _s (sans découplage)	0,5	0,55	0.6

Tableau III.10 : tableau des résultats

L'inductance de limitation est à un niveau acceptable, le découplage est bon, la chute de tension est encore beaucoup trop grande. Par rapport à l'étude du circuit à trois branches, il apparaît que l'inductance de limitation n'est pas trop amoindrie par la suppression de colonne centrale, le découplage est lui identique.

La chute de tension est toujours prohibitive. Pour la réduire, l'influence de plusieurs paramètres sur la valeur de l'inductance apparente a été étudié.

II.4 Influence de divers paramètres

a - Influence de la géométrie des bobines

Il existe une contrainte venant de l'assemblage entre les bobines et la carcasse magnétique. L'ajustement des bobinages par rapport aux colonnes les supportant a une influence sur l'inductance de fuite [III.1].

Ces fuites sont les suivantes.

$$L_f = \frac{\mu_0 \pi N^2}{h} \left(\frac{D_1 e_1}{3} + D_v e_v \right)$$

- N : nombre de spires
- h : hauteur du bobinage
- D_1 : diamètre moyen de la bobine
- D_v : diamètre moyen de l'entrefer
- e_1 : épaisseur de la bobine
- e_v : épaisseur de l'entrefer

$$D_v = \frac{D_f + D_i}{2}$$

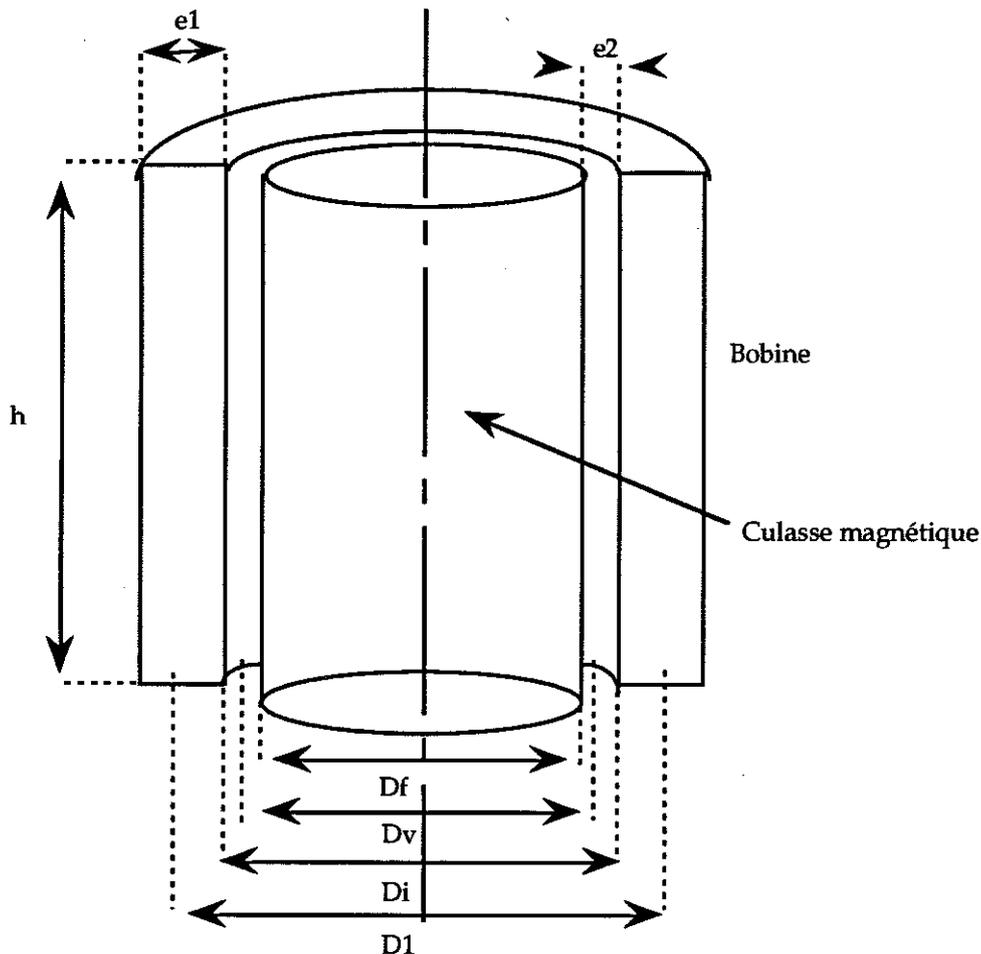


Figure III.11 : représentation de la bobine autour d'une colonne

Cette formule permet d'évaluer l'importance de l'accroissement de l'inductance apparente du limiteur causée par l'obligation d'un écartement minimal entre la carcasse magnétique et les bobines. Dans le cas de notre circuit l'accroissement théorique de l'inductance apparente vaut 0,7 mH soit 0,7 % donc très faible.

Le circuit est testé avec deux modèles de bobine pour l'une des colonnes, soit une bobine très ajustée à la colonne, soit une bobine présentant un entrefer entre la colonne et son mandrin de 20 mm. Les

résultats sont très peu différents (cf. figure III.12), l'influence de la géométrie des bobines est donc faible, conformément à ce qui était prévu par l'étude théorique. L'inductance de limitation s'est un peu dégradée ainsi que le découplage. Ces résultats montrent une bonne concordance entre le calcul théorique de l'accroissement des fuites et les résultats de la mesure.

	L_{apparent}	L_{lim}	V_{nom}	I_{lim}
Bobine ajustée	11.2 mH	25 mH	140 V	18 A
Bobine avec entrefer	11.8 mH	27 mH	140 V	16 A

Tableau III.12 : comparaison du circuit avec les deux bobines primaires

b - Influence de l'écartement entre les colonnes

Il existe un autre paramètre à étudier : l'écartement entre les colonnes. Deux études ont été entreprises, l'une expérimentale sur un circuit de petite dimension, l'autre théorique sur FLUX2D. Le circuit construit pour cette étude a ses branches aussi rapprochées que le permettent les bobines, l'inductance apparente a été divisé par 2 par rapport au circuit précédent. Un travail sur FLUX2D confirme ces résultats.

	L_{apparent}
colonnes rapprochées	3,5 mH
colonnes éloignées	7 mH

Tableau III.13 : influence de l'écartement sur l'inductance de fuite (calculs)

c - Influence de la perméabilité des tôles

Est-il bénéfique d'avoir des tôles à perméabilité élevée ? Dans un premier temps nous serions tenté de répondre oui, une meilleur perméabilité c'est un meilleur couplage donc une chute de tension très faible. En réalité l'augmentation de la perméabilité se traduit aussi par une augmentation de la valeur des inductances, augmentation telle que le gain en couplage ne suffit plus à avoir une faible chute de tension. Le gain par

cette méthode est très faible. Des simulations faites sur un logiciel de calcul de champ magnétique FLUX2D montrent ce faible gain. L'étude montre que l'on peut multiplier par 10 la perméabilité des tôles pour une diminution d'inductance de moins de 5 %.

μ_r	5000	50000	500000
L_{fuite}	6,4 mH	6,25 mH	6 mH

Tableau III.14 : influence de μ_r sur l'inductance de fuite

Il est aisé de vérifier que l'inductance apparente du limiteur est plus faible sans fer que avec fer : l'inductance apparente du limiteur sans fer vaut 410 μ H. Il ne faut pas croire pour autant que le fer est inutile, son rôle est de faire varier le couplage et dans cet usage il est irremplaçable.

II.5 Conclusions

La chute de tension n'est pas assez diminuée pour pouvoir rendre ce système utilisable, d'autres types de circuits doivent être envisagés.

Deux bobines sur deux colonnes différentes ne permettent pas un bon couplage en régime permanent, il est nécessaire d'étudier d'autres systèmes ayant un meilleur coefficient de couplage.

III - CIRCUIT A GALETTE SUPERPOSEES

III.1 Présentation

Dans les transformateurs, les bobinages primaire et secondaire sont soit concentriques soit disposés en galettes superposées, ce qui assure un très bon couplage.

Le premier type de montage ne peut convenir : même sans fer deux enroulements concentriques ont un bon coefficient de couplage. La saturation ne sert à rien, en cas de défaut, le découplage est quasiment impossible.

La deuxième configuration en galettes alternées peut être envisagée. La proximité des bobines permet un bon couplage et leur disposition un découplage en cas de défaut.

Dans la nouvelle réalisation les deux bobines primaire et secondaire sont portées par la même colonne. Cette colonne a deux sections différentes. Cette différence de section est destinée à découpler les deux bobinages lors d'un défaut.

La bobine primaire est encadrée par deux bobines secondaires. Cette configuration doit permettre de réduire encore l'inductance apparente du circuit. L'assemblage est représenté sur la figure III.16.

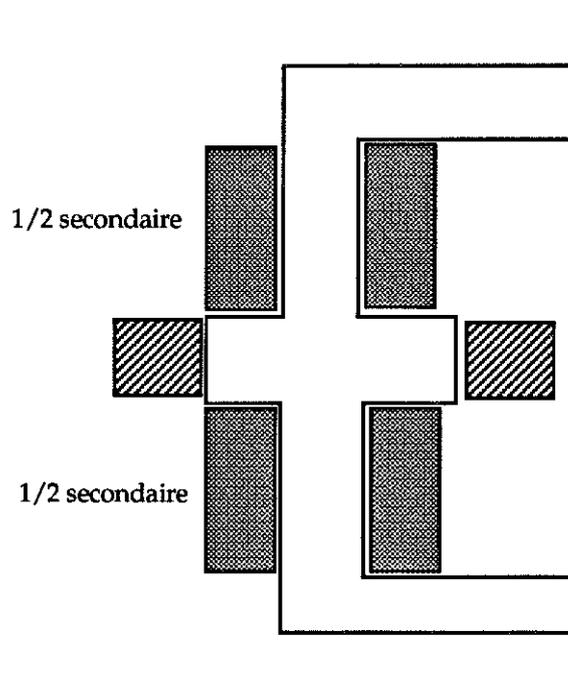


Figure III.15 : principe du circuit à galettes

III.2 Calculs

Le calcul de la section de fer ainsi que du nombre de spires des bobinages se fait comme précédemment.

Un calcul analytique de l'inductance de fuite d'enroulement en galettes alternées est possible [III.2], voici le résultat :

$$l_f = \mu_0 \left(\frac{N}{4} \right)^2 \frac{\pi d}{h} \left(\frac{e_1 + e_2}{6} + \alpha \right)$$

Ceci est le calcul pour un groupe de deux galettes.

$\left\{ \begin{array}{l} N : \text{nombre de spires} \\ e_1 \text{ et } e_2 : \text{hauteurs des bobinages} \\ h : \text{épaisseur des bobinages} \\ \alpha : \text{distance entre les bobinages} \\ d : \text{diamètre moyen des bobinages} \end{array} \right.$

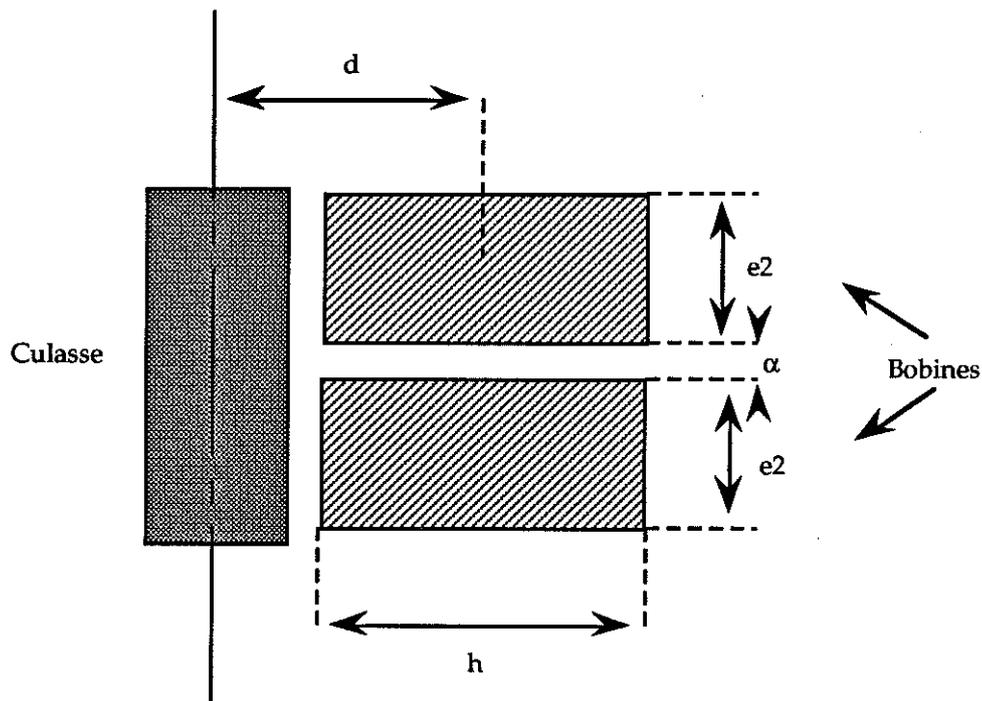


Figure III.16: représentation de deux galettes

Cette formule donne des résultats précis dans le cas d'une symétrie complète des galettes, c'est à dire même hauteur et même égalité des ampères-tours. Si les dissymétries sont simples, un terme correcteur K peut être calculé :

$$K = \left(1 + 0,2 \frac{\Delta h^2}{\left(\frac{e_1 + e_2}{3} + \alpha \right)^2} \right)^{\frac{1}{2}}$$

III.3 Modèle expérimental préalable

Un circuit préalable à permis de vérifier expérimentalement la valeur réduite de l'inductance apparente avec ce type de circuit, les bobines utilisées sont les mêmes que dans les limiteurs précédents. Ce circuit est schématisé sur la figure III.17.

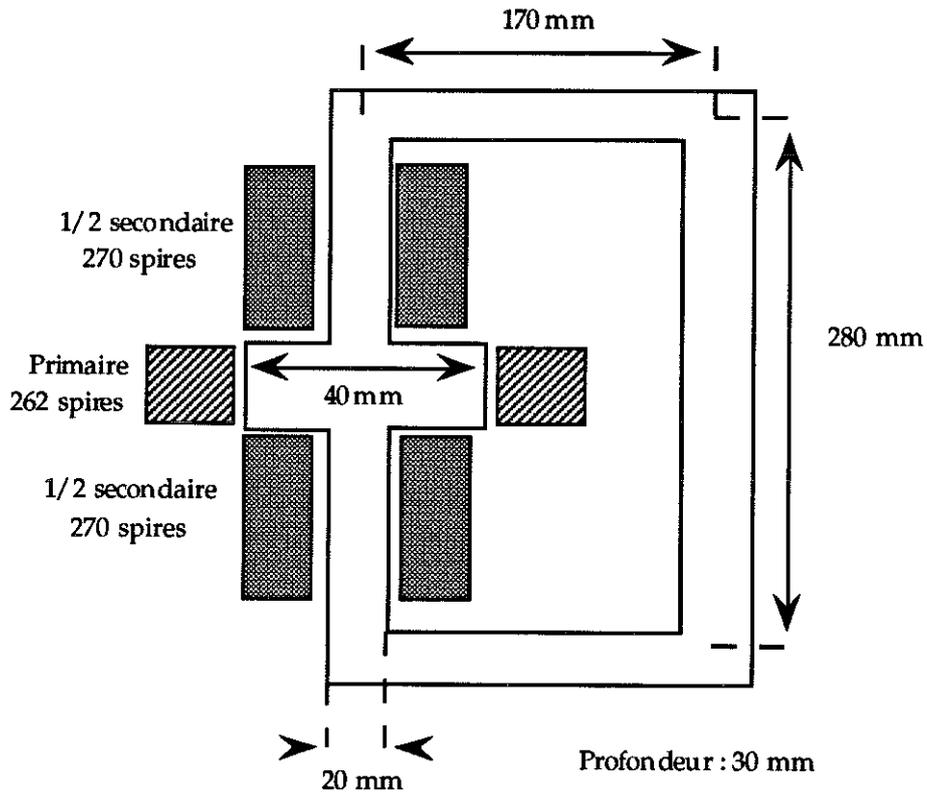


Figure III.17 : limiteur à galettes superposées

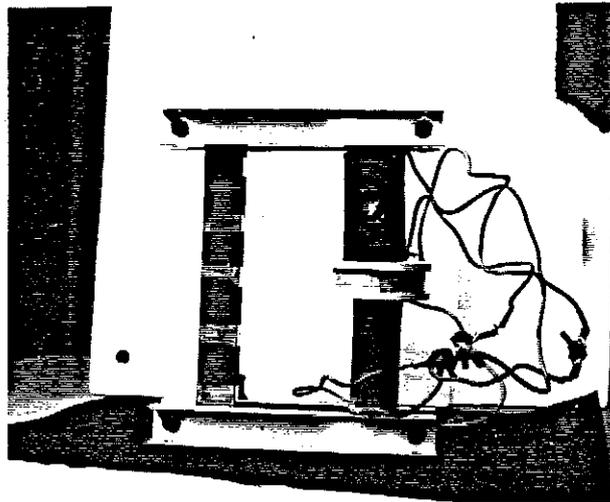


Figure III.19 : photo du circuit magnétique.

Les bobines utilisées avec ce circuit sont présentées dans le tableau qui suit.

	Nb spires	Inductance propre dans l'air	Géométrie
Bobine primaire	262	3.5 mH	L = 23 mm int : 41*30 mm ² ext : 76*65 mm ²
Bobine secondaire 1	270	1.5 mH	L = 120 mm int : 40*20 mm ² ext : 70*53 mm ²
Bobine secondaire 2	270	1.43 mH	L = 120 mm int : 40*40 mm ² ext : 67*57 mm ²

Tableau III.19 : bobines du limiteur

Les deux bobines secondaires sont placées en série magnétiquement. Les résultats sont présentés sur les courbes des figures III.20 et III.21 :

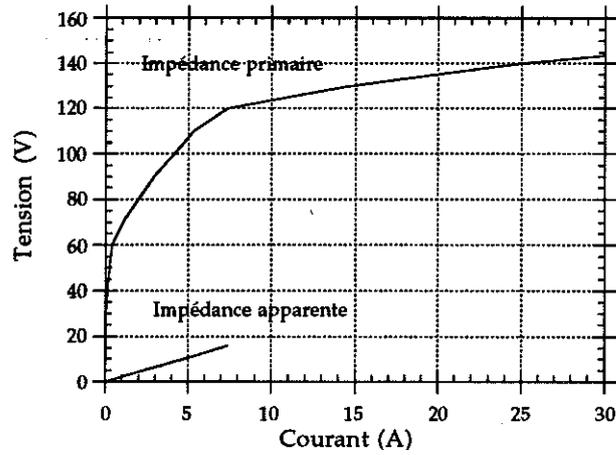


Figure III.20 : caractéristique courant-tension de la bobine de limitation et du limiteur

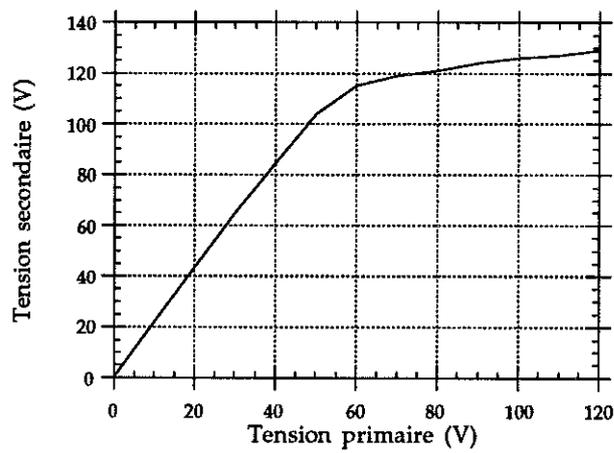


Figure III.21 : tension secondaire en fonction de la tension primaire

Les comparaisons entre les résultats expérimentaux, les calculs analytiques et numériques (FLUX2D) sont consignés dans le tableau III.22.

	Résultats expérimentaux	Résultats analytiques	Résultats FLUX2D
Inductance apparente (mH, %V _N)	4,6 mH - 7 %	4 mH	4,83 mH
Inductance de limitation	25 mH	20,5 mH	28 mH
Découplage V _s /V _s (sans découplage)	0,5	0,65	0,62

Tableau III.22 : tableau des résultats

- Pour le découplage $V_s/V_{s(\text{sans découplage})}$ représente le rapport de la tension secondaire à saturation sur la tension secondaire sans saturation

Une répartition des lignes de flux obtenue par le logiciel FLUX2D est donnée sur la figure III.23 .

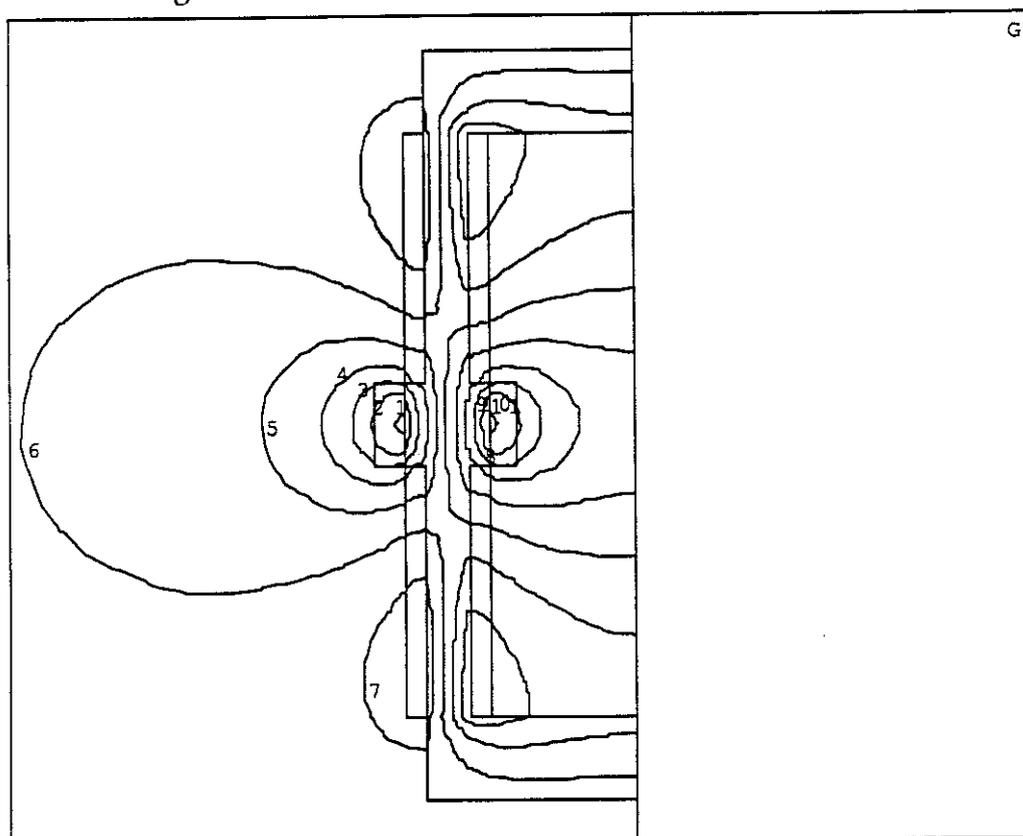


Figure III.23 : représentation du circuit à saturation sur FLUX2D

L'inductance de fuite est réduite de 40 % par rapport au meilleur des cas précédents. L'inductance apparente, en considérant le même nombre de spires au primaire et au secondaire, peut être obtenue approximativement à partir de l'inductance de fuite :

$$L_{app} = 2,7 \text{ mH} \quad (\text{valeur calculée})$$

Les premières conclusions concernant l'étude de ce circuit montrent une forte réduction de l'inductance apparente, la chute de tension n'est plus que de 7 % de la tension nominale, le découplage est efficace et l'inductance de limitation est suffisamment élevée pour limiter le courant à quatre fois le courant nominal.

Les résultats encourageants obtenus avec la maquette précédente permettent d'envisager la construction de la maquette définitive suivant ce principe en considérant un circuit symétrique pour utiliser au mieux le matériau magnétique (figure III.24).

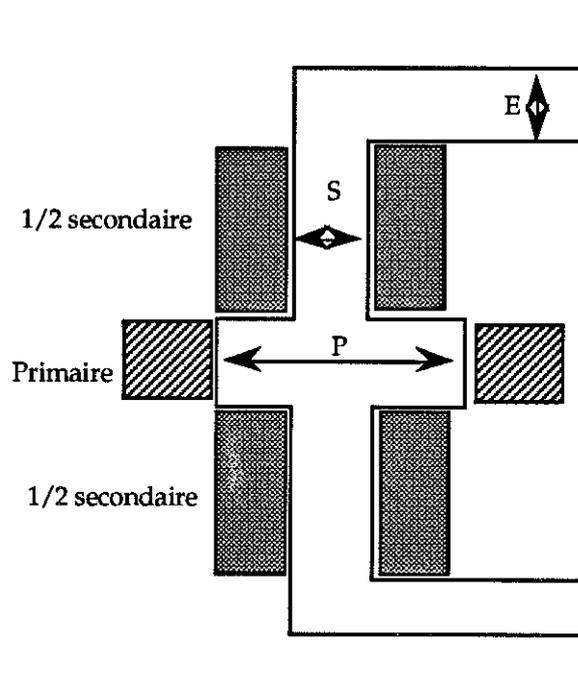


Figure III.24 : principe du circuit magnétique symétrique

III.4 Optimisation

Cette nouvelle maquette permet de valider les choix qui n'ont pu être encore étudiés, comme un nombre de spires très différent au primaire et au secondaire.

Résumé du cahier des charges :

$$V_n = 150 \text{ V}_{\text{eff}}$$

$$I_n = 50 \text{ A}_{\text{eff}}$$

$$I_{\text{lim}} = 4 * I_n$$

$$\text{Chute de tension} < 5 \% V_n$$

$$I_p / I_s = 3$$

$$I_{\text{cc}} = 1340 \text{ A}_{\text{crête}}$$

Les surtensions vont prendre beaucoup plus d'ampleur que précédemment, elles pourront atteindre 4 fois la tension aux bornes du limiteur soit $850 \text{ V}_{\text{crête}}$.

Méthode de calcul

Le circuit est calculé à partir d'une extrapolation des bobines et de la carcasse magnétique des précédents limiteurs. L'inductance de limitation dans le précédent circuit vaut 24 mH, dans le nouveau elle doit valoir 2,4 mH.

Circuit actuel		Circuit projeté	
Section de fer	40*30 mm ²	Section de fer	30*120 mm ²
Nombre de spire de l'inductance de limitation	270	Nombre de spire de l'inductance de limitation	126
Tension nominale	140	Tension nominale	150
Longueur du circuit magnétique	900 mm	Longueur du circuit magnétique	560 mm

Tableau III.25 : comparaison du limiteur actuel et du futur limiteur

Le nombre de spires à été divisé par deux, ce qui permet de diviser par quatre l'inductance de limitation. Le trajet des lignes de flux est nettement plus court ce qui réduit encore l'inductance de limitation, par contre la section du circuit magnétique a augmenté pour compenser la chute du nombre de spires et la diminution du trajet des lignes de flux.

La bobine primaire, de limitation, est constituée de deux demi bobines de 63 spires chacune ce qui donne un total au primaire de 126 spires. La bobine secondaire est constituée de 4 bobines de 100 spires chacune.

Avec ces données supplémentaires nous avons la répartition exacte des courants, et la tension au secondaire du limiteur sans découplage.

$$I_{\text{primaire}} = 3,2 I_{\text{secondaire}}$$

$$V_{\text{secondaire}} = 475 V_{\text{eff}}$$

Le schéma du limiteur est visible sur le dessin FLUX2D.

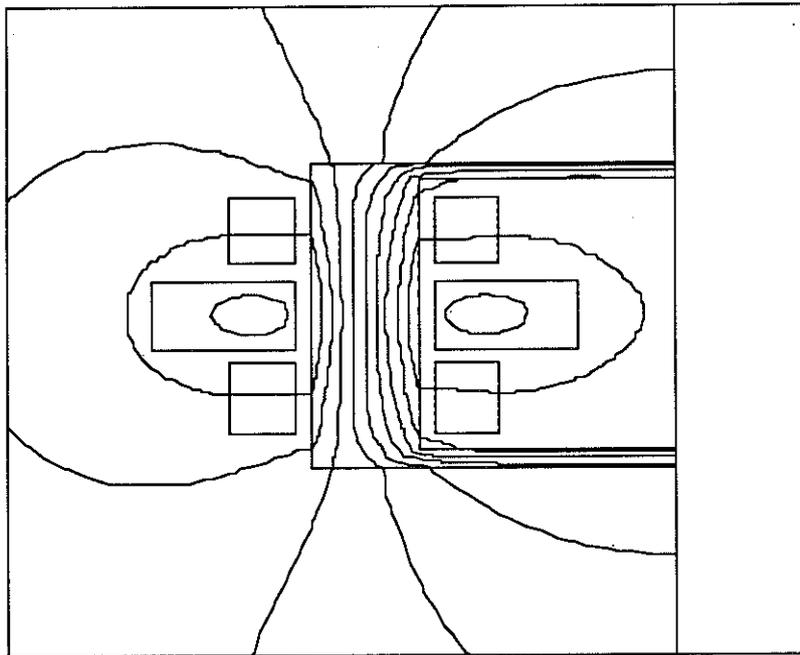


Figure III.26 : représentation du circuit à saturation sur FLUX2D

Par convention les parties du circuit magnétique reliant les deux colonnes seront appelées "barre de retour de flux".

Une étude sur FLUX2D couplé avec CIRCUIT a permis d'optimiser la géométrie, pour avoir une faible chute de tension en régime normal, un bon découplage ainsi qu'un courant de limitation acceptable en régime de limitation.

Les paramètres étudiés sont les suivants :

- taille des barres de retour de flux E (figure III.24),
- rapport de section entre la partie supportant le primaire et celle supportant le secondaire d'une colonne, S/P (figure III.24),
- profondeur du circuit magnétique.

La section supportant le primaire est constante dans les deux première étude (variation du rapport des sections et variation de la taille des barres de retour de flux), elle vaut $30 * 120 \text{ mm}^2$. La géométrie de la section a été choisie pour augmenter la précision des calculs. En effet plus la profondeur est élevée plus nous sommes dans un cas bidimensionnel.

Influence du rapport des sections primaire et secondaire

Seule la section secondaire varie.

Rapport S/P	L_{apparent} (mH, % V_N)	$V_{\text{secondaire}}$ (V_{eff})	$I_{\text{limitation}}$ (A_{eff})	I_{lim}/I_N
1	0,34 - 3,5%	325	165	3,3
0,75	0,36 - 3,8%	310	170	3,4
0,5	0,4 - 4,2%	300	210	4,2
0,3	0,42 - 4,4%	300	274	5,5
0,25	0,43 - 4,6%	290	310	6,1
0,16	0,45 - 4,7%	260	340	6,8

Tableau III.27 : variation du rapport des sections

- La hauteur des barres de retour de flux est de 10 mm.
- La profondeur du circuit magnétique est de 120 mm.

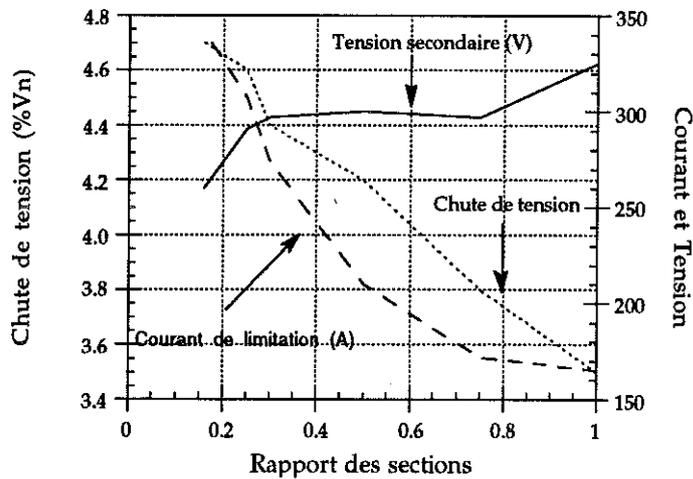


Figure III. 28 : étude de la variation du rapport des sections

Plus le rapport des sections primaire et secondaire se rapproche de l'unité, plus la limitation est efficace et la chute de tension faible. Le volume de fer est plus important si le rapport est unité que si le rapport vaut 0,25, ceci explique la forte inductance limitation. Le décrochement à l'endroit de la variation des sections sur le circuit magnétique cause des fuites responsables de la chute de tension. Le découplage varie en sens inverse, plus la section secondaire est faible, plus l'état de saturation sera grand et donc le découplage élevée, néanmoins l'écart de découplage entre un rapport unité et un rapport de 0,16 est faible. La relative faiblesse des écarts entre les minima et les maxima des valeurs permet difficilement de faire un choix de géométrie à partir de cette seule étude.

Influence de la taille des barres de retour de flux

Hauteur des barres (mm)	L_{apparent} (mH, % V_N)	$V_{\text{secondaire}}$ (V_{eff})	$I_{\text{limitation}}$ (A_{eff})	I_{lim}/I_N
40	0,4 - 4,2%	450	94	1,9
20	0,4 - 4,2%	420	95	1,9
15	0,4 - 4,2%	380	140	2,8
10	0,4 - 4,2%	300	210	4,2
5	0,4 - 4,2%	210	290	5,8
0	0.36 - 3,8 %	114	380	7,5

Tableau III.29 : variation de la taille des barres de retour de flux

- Le rapport des sections primaire et secondaire est de 0,5.
- La profondeur du circuit magnétique est de 120 mm.

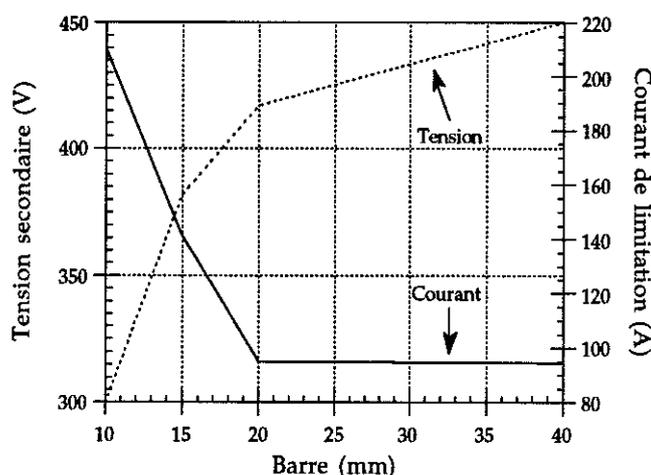


Figure III.30 : étude de la variation de la taille des barres de retour de flux

L'influence de la taille des barres de retour de flux est nulle sur la chute de tension, les lignes de flux se referment avant les barres. L'induction est très faible dans le circuit quelque soit leur taille, la perméabilité est donc constante ce qui donne donc un couplage constant. Le découplage est d'autant plus efficace que les barres sont de sections faibles, l'induction en régime de défaut étant plus grande. Le courant de limitation croit avec la diminution des barres, c'est simplement le volume de fer qui diminue. Il

apparaît que la taille des barres à une influence beaucoup plus importante sur les paramètres du limiteur que le rapport des sections. Des barres de taille réduite doivent être préférées, leur hauteur sera donc de 5 mm ce qui est compatible avec le courant de limitation du cahier des charges.

Il est possible de supprimer complètement les barres de retour de flux, le découplage est excellent, mais le courant de limitation est très élevé.

Influence de la profondeur du circuit magnétique

Profondeur (mm)	L_{apparent} (mH, % V_N)	$V_{\text{secondaire}}$ (V_{eff})	$I_{\text{limitation}}$ (A_{eff})	I_{lim}/I_N
200	0,66 - 6,9%	415	38	0,75
160	0,53 - 5,5%	355	90	1,8
120	0,4 - 4,2%	300	210	4,2
80	0,26 - 2,7%	240	480	9,5

Tableau III.31 : variation de la profondeur

- La hauteur des barres de retour de flux est de 10 mm.
- Le rapport des sections primaire et secondaire est de 0,5.

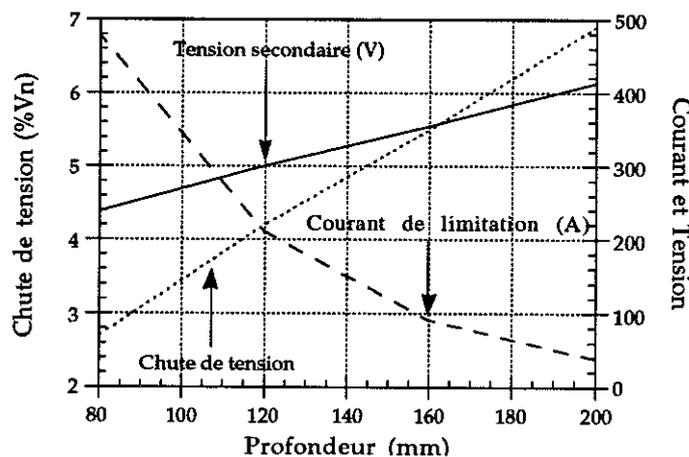


Figure III.32 : étude de la variation de la profondeur du circuit magnétique

Accroître la profondeur pénalise la chute de tension, ceci correspond à la forte augmentation de la valeur de toutes les inductances. Le découplage s'avère très difficile voir impossible avec l'augmentation de la profondeur

puisque l'induction dans la carcasse magnétique est trop faible. La limitation est particulièrement efficace compte tenu du volume de fer. A l'inverse trop diminuer la profondeur pénalise gravement le courant de limitation. Il est à noter que plus la profondeur diminue, plus l'imprécision des calculs s'accroît car nous ne sommes plus dans un cas parfaitement bidimensionnel. Le circuit faisant 120 mm de profondeur permet une limitation efficace et un bon découplage, avec une chute de tension acceptable.

Conclusion

Un autre calcul a été mené en tenant compte des résultats les plus intéressants de chaque tableau.

Rapport S/P	Profondeur (mm)	Hauteur des barres (mm)	L _{apparent} (mH, %V _n)	V _{secondaire} (V _{eff})	I _{limitation} I _{lim} /I _n (A _{eff})
1	120	5	0,36 - 3,8	210	260 5,1

Tableau III.33 : tableau des récapitulatif des meilleurs résultats

- *La profondeur du circuit magnétique est de 120 mm.*

De la première étude il ressort qu'il vaut mieux prendre, pour des facilités de construction, un rapport de section unité, en effet l'influence du rapport des sections est faible par rapport à l'influence des autres paramètres. Les deux autres études ont permis de déterminer une taille des barres de retour de flux et une profondeur optimale.

Un nouveau calcul a été mené pour déterminer le découplage maximal, ce calcul est effectué sur un circuit sans fer.

L _{apparent} (mH - %V _n)	V _{secondaire} (V _{eff})	I _{limitation} (A _{eff})	I _{lim} /I _n
0,33 - 3,4%	115	660	13,5

Tableau III.34 : étude sans circuit magnétique

- Le rapport des sections primaire et secondaire est de 1.
- circuit de 120 mm de profondeur sans fer .

Ce calcul indique qu'avec le meilleur découplage possible la tension au secondaire ne sera jamais inférieure à 115 V_{eff}, ce résultat est identique à la valeur obtenue dans le tableau III.29, le couplage se fait donc par les barres de retour de flux.

Aspects tridimensionnels

Les calculs effectués jusqu'à présent ne tiennent pas compte de l'aspect tridimensionnel du problème, deux autres approches ont été faites. La première reprend la géométrie actuelle en essayant de tenir compte des parties cachées dans une représentation bidimensionnelle, la deuxième sur un logiciel d'éléments finis en trois dimensions FLUX3D. Dans une représentation bidimensionnelle seule la section de la profondeur est représentée, les parties non représentées sont appelées parties cachées.

La prise en compte des parties cachées se fait en introduisant dans le circuit électrique représentant le limiteur des impédances correspondantes. A partir d'un calcul déjà fait, une valeur d'impédance correspondant au pourcentage du volume qu'elle représente est introduite dans le logiciel et les calculs refaits, si les impédances précédemment calculées ne correspondent pas aux pourcentages des inductances nouvellement calculées, les impédance sont recalculées avec le dernier résultat et le calcul est repris. Ce type de boucle est poursuivit jusqu'à obtention du bon résultat.

Le tableau présente les résultats des calculs de ce circuit.

	L_{apparent} (mH, % V_n)	$V_{\text{secondaire}}$ (V_{eff})	$I_{\text{limitation}}$ ($A_{\text{crête}}$)	I_{lim}/I_n
2D sans parties cachées	0,36 - 3,8%	210	370	5,1
2D avec parties cachées	0,44 - 4,6%	260	300	4,2
3D			240	3,4
Analytique	0,54 - 5,6%	250	325	4,6

Tableau III.35 : résultats des calculs

Les valeurs de courant de limitation sont très différentes, plus l'aspect tridimensionnel de la géométrie est pris en compte, plus le courant est faible.

Après l'étude du circuit, des caractéristiques définitives sont retenues pour la construction du limiteur, la section des colonnes supportant les bobinages ne vaudra pas $30 \times 120 \text{ mm}^2$ comme dans l'étude mais $40 \times 90 \text{ mm}^2$, cette valeur de section correspond à des tôles usuellement commercialisées, c'est cette valeur de section qui à servi dans le calcul tridimensionnel.

Profondeur	90 mm
Largeur	40 mm
Hauteur des barres	6,5 mm
Rapport des sections	1

Tableau III.36: caractéristiques du limiteur

Après cette étude théorique complète le circuit magnétique est construit et testé : figure. III.37

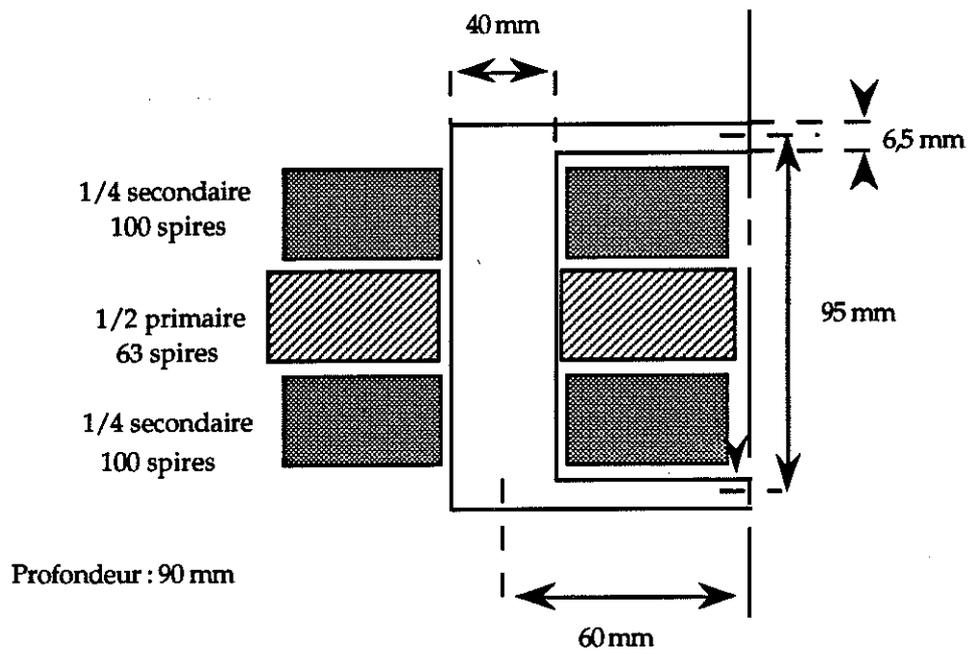


Figure III.37: schéma du limiteur

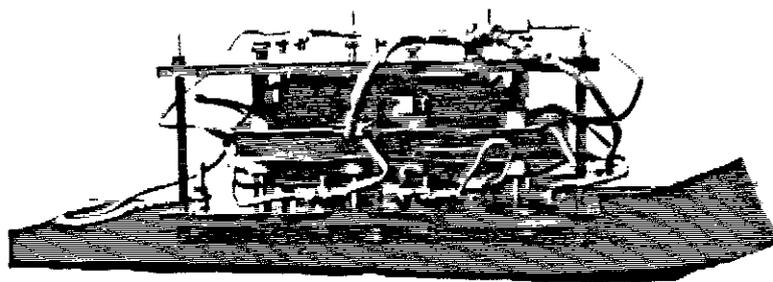


Tableau III.38 : photo du circuit magnétique

III.5 Modèle expérimental

Les tests seront de deux sortes, les premiers vont consister à vérifier les paramètres essentiels du circuit magnétique et les seconds permettront d'évaluer les pertes de ce circuit.

Paramètres du circuit magnétiques

Les caractéristiques des différentes bobines sont résumées dans un tableau :

	Résistance	Inductance dans l'air	Nb spires	Géométrie
Bobine secondaire	1 Ω	5,4 mH	400	Hauteur = 20 mm Int = 55*105 mm ² Ext = 95*150 mm ²
Bobine primaire	120 m Ω	1,1 mH	126	Hauteur = 20 mm Int = 55*105 mm ² Ext = 143*175 mm ²

Tableau III.39 : caractéristiques des bobines

Les résultats des premières mesures sont donnés sur les courbes suivantes.

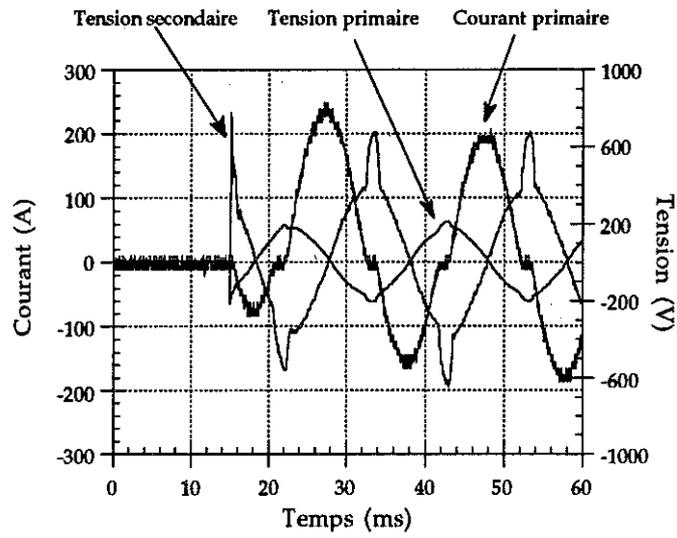


Figure III.40 : essai du circuit magnétique définitif

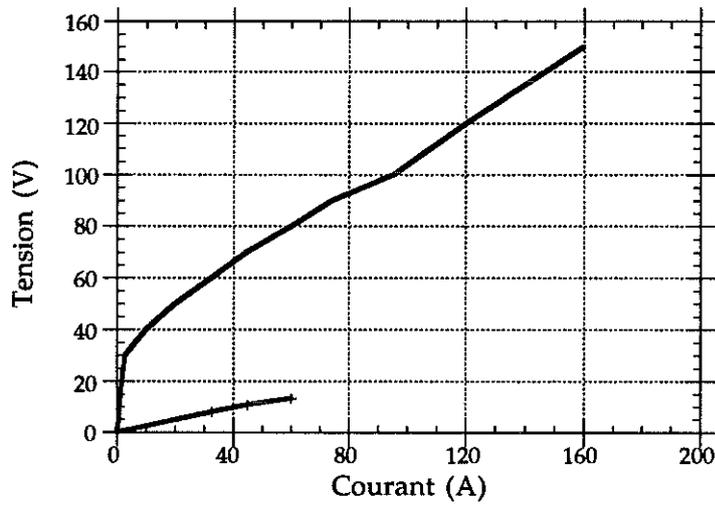


Figure III.41 : caractéristique courant-tension de la bobine de limitation et du limiteur

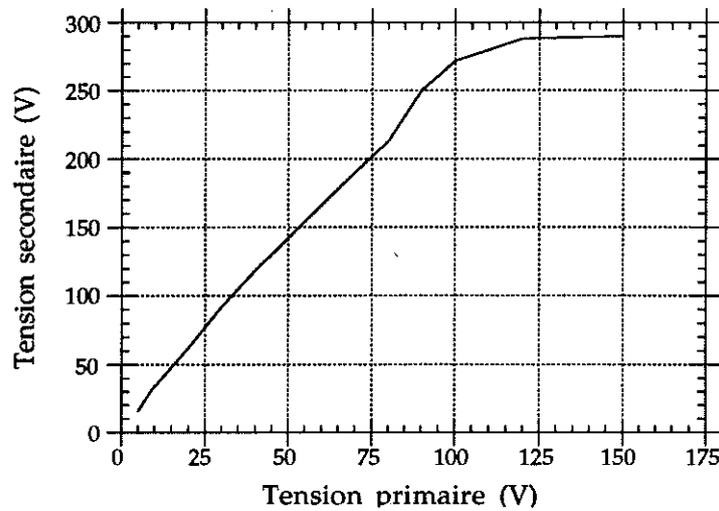


Figure III.42 : tension secondaire en fonction de la tension primaire

Courant de limitation : Le courant primaire vaut $240 A_{crête}$ soit environ $170 A_{eff}$

Découplage : la tension secondaire vaut $290 V_{eff}$ au lieu de $475 V_{eff}$

Inductance apparente : $440 \mu H$ soit une chute de tension inductive de $4,6 \%$

La corrélation entre l'inductance apparente mesurée et la valeur calculée, en tenant compte des parties cachées, à l'aide de FLUX2D est bonne. La valeur du courant de limitation coïncide bien avec la valeur calculée par FLUX3D, l'écart est par contre très élevé avec les autres types de modélisation. Le découplage diffère nettement de la valeur prévue $290 V_{eff}$ au lieu de $260 V_{eff}$, ceci peut venir de la différence entre les bobines réalisées et les bobines préalablement modélisées comme le montre une nouvelle étude sur FLUX2D dont les résultats sont les suivants.

	$L_{apparent}$ (mH, % V_n)	$V_{secondaire}$ (V_{eff})	$I_{limitation}$ ($A_{crête}$)	I_{lim}/I_n
FLUX2D	0,44 - 4,6%	275	260	3,9
Mesure	0,44 - 4,6%	290	250	3,8

Tableau III.43 : comparaisons entre les mesures et les résultats FLUX2D

La corrélation entre les résultats expérimentaux et les mesures est bonne pour tous les paramètres du limiteur.

Pertes

Une des données intéressantes d'un circuit magnétique sont ses pertes. La puissance dissipée par le circuit magnétique est mesurée à l'aide d'un wattmètre.

Les résultats sont les suivants : tableau III.43.

Puissance dissipée dans le limiteur :

Courant total	Tension aux bornes du limiteur	Puissance dissipée
50 A _{eff}	10 V _{eff}	280 W

Tableau III.44 : puissance dissipée dans le limiteur

La puissance dissipée aux bornes du limiteur représente 3,8% de la puissance délivrée par la source pour une charge résistive. Les pertes sont de deux sortes : les pertes joule et les pertes fer.

- *Pertes joule*

Ces pertes sont dues à la résistance des bobinages en cuivre.

Courant total	Résistance des bobinages	Puissance dissipée
50 A _{eff}	0,104 Ω	260 W

Tableau III.45 : pertes joules

Ces pertes sont maîtrisables, il faut pour les diminuer prendre une section de conducteur beaucoup plus importante. Il apparaît que les pertes joules sont prédominantes dans notre limiteur

- *Pertes fer*

Les pertes fer s'obtiennent à partir des pertes joules et des pertes totales : $P_{\text{fer}} = P_{\text{totale}} - P_{\text{joule}}$, les pertes fer sont donc de 20 W.

L'induction dans la carcasse oscille entre 0,1 et 0,3 T suivant l'endroit où l'on se situe ce qui correspond d'après les courbes de constructeur à des pertes qui vont de 0,1 à 0,2 W/kg, le poids du circuit est de 15 kg. Ces données coïncident bien avec les mesures.

Il peut être calculé une résistance équivalente aux pertes fer du circuit. La résistance réelle des bobinages est connue, l'inductance apparente du limiteur aussi, le déphasage courant tension est donc parfaitement maîtrisé. Les pertes fer se traduisent par une modification de ce déphasage qui peut donc être traduite par une résistance équivalente.

Le déphasage théorique, avec une inductance de 436 μH , et une résistance de 0,104 Ω vaut 53°, une mesure expérimentale du déphasage est faite avec la courbe ci-dessous. Le déphasage mesuré vaut environ 50°, ceci est en accord avec le calcul préalable, la résistance équivalente aux pertes fer est faible.

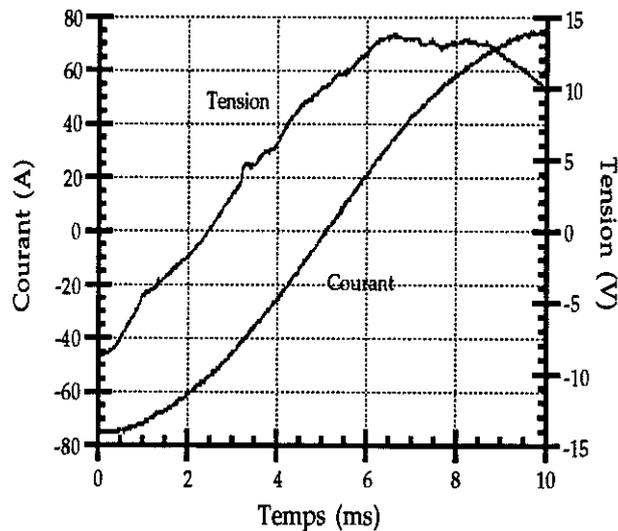


Figure III.46 : courant-tension aux bornes du limiteur

III.6 Conclusion

Ce circuit répond au cahier des charges tant du point de vue de la chute de tension que de l'inductance de limitation et du découplage.

La tension aux bornes du limiteur vaut $9,3 V_{eff}$, avec un courant de $50 A_{eff}$ et une tension source de $150 V_{eff}$. Ceci représente une chute de tension de 6,3%.

L'inductance du limiteur vaut $440 \mu H$ ce donne une chute de tension inductive de 4,6 %.

La courbe III.42 montre le découplage. Les tensions primaires et secondaires efficaces ne sont plus, après la saturation, dans le rapport de transformation par contre les valeurs crêtes le sont.

Les paliers à zéro du courant correspondent à la désaturation du circuit magnétique, la tension secondaire croit donc jusqu'à sa valeur crête avant de s'effondrer.

Le circuit est particulièrement saturé, le fer est presque équivalent à de l'air, le courant présente donc une forme presque sinusoïdale.

Les bon résultats de ce type de circuit magnétique permettent son utilisation dans le limiteur complet, une extrapolation à un limiteur de taille industrielle pourra être faite.

CHAPITRE IV

BOBINE SUPRACONDUCTRICE

Le deuxième élément constitutif du limiteur est la bobine supraconductrice.

Le rôle de la bobine supraconductrice est "d'ouvrir" la branche secondaire du limiteur par sa grande impédance à l'état normal. Afin d'avoir la plus grande impédance possible il faut une transition massive de la bobine. Le temps de retour à l'état supraconducteur doit être le plus bref possible pour remettre en service la ligne (cycle OFO).

Les problèmes sont ceux de la propagation d'une transition, de la récupération de l'état normal, puis du calcul d'une bobine pour le limiteur.

I - PROPAGATION

I.1 Introduction

Il est nécessaire de minimiser l'énergie dissipée dans le fil lors d'une transition pour limiter la température atteinte par le supraconducteur. En effet les possibilités de récupération rapide de la bobine sont directement liées à cette température. La puissance aux bornes de la bobine étant V^2/R , il faut une transition complète du bobinage pour obtenir une résistance R élevée.

La vitesse de propagation d'une transition est la vitesse à laquelle se propage par conduction la partie "chaude" à l'état normal dans le fil supraconducteur, cette vitesse est relativement faible. Il existe aussi une vitesse apparente de propagation, il s'agit de la variation de la longueur de fil transitant avec le temps, cette vitesse peut être très élevée ; elle correspond à la création de plusieurs fronts chauds se propageant.

La totalité du bobinage ou bien une partie seulement peuvent transiter. Le dépassement du courant critique n'est pas une garantie de transition massive. La transition peut apparaître en un seul point, là où l'induction est maximale, et où le fil est donc le plus proche de ses caractéristiques critiques. Ce problème a été mis en évidence lors d'expériences.

Le brin utilisé est de type limiteur, sans âme centrale en cuivre, très résistif à l'état normal, le tableau IV.1 rappelle les caractéristiques des conducteurs utilisés. Le conducteur de type "(6+1) L" est constitué de 6 brins de type "L" torsadés autour d'un septième brin, non supraconducteur, en cupronickel, ce type de conducteur permet bien entendu un courant critique bien supérieur au seul brin "L". Le CCN 14000 est un triplet constitué de trois brins torsadés ensemble, ces brins sont décrits dans le tableau IV.1.

	CCN 14000 (pour un brin)	(6+1) L	L
Diamètre du conducteur	0,12 mm	0,7 mm	0,2 mm
Nombre de filaments	14 496	6*377 982	377 982
Diamètre des filaments	0,55 µm	139 nm	139 nm
Pas de torsadage	0,8 mm	1 mm	1 mm
% NbTi	30	18,7	18,7
% CuNi	45	81,3	81,3
% Cu	25	0	0
Courant critique (A_{max}) (sous champ nul)	62	586	163,5

Tableau IV.1 : présentation des conducteurs utilisés pour les mesures

I.2 Température atteinte par le fil

Plus la croissance de la résistance est rapide, plus la décroissance de la densité de courant est rapide. Une variation rapide de la résistance permet de limiter l'élévation de température du fil. Il faut atteindre des vitesses de propagation apparente bien supérieures à 10 km/s pour limiter l'élévation de température à un seuil tel que le fil puisse récupérer l'état supraconducteur rapidement.

En hypothèse adiabatique (en l'absence d'échange avec le bain d'hélium) et en négligeant la conduction le long du brin, l'expression de la variation de la température du fil avec le temps est la suivante :

$$(1) \frac{dT}{dt} = \rho \frac{J^2(t)}{C_p(T)}$$

$\left\{ \begin{array}{l} J : \text{densité de courant} \\ C_p : \text{chaleur spécifique du brin par unité de volume} \\ \rho : \text{résistivité électrique} \end{array} \right.$

Si l'on admet une décroissance temporelle exponentielle du courant après dépassement du courant critique (constante de temps τ), l'intégration de l'équation (1) permet de connaître la température maximale (T_{\max}) atteinte par le conducteur :

$$H(T_{\max}) - H(T=4,2K) = \rho \frac{J_c^2}{2} \tau \quad (2)$$

$\left\{ \begin{array}{l} H : \text{enthalpie du brin par unité de volume,} \\ J_c : \text{densité de courant critique} \end{array} \right.$

Le produit $\rho \frac{J_c^2}{2}$ est très élevé : $\rho = 4 \cdot 10^{-7} \Omega.m$, $J_c = 2 \cdot 10^9 \text{ A/m}^2$,
d'où $\rho \frac{J_c^2}{2} = 8 \cdot 10^{11} \text{ J/cm}^3\text{s}$

La figure IV.2 donne les valeurs très faibles de cette enthalpie à basse température.

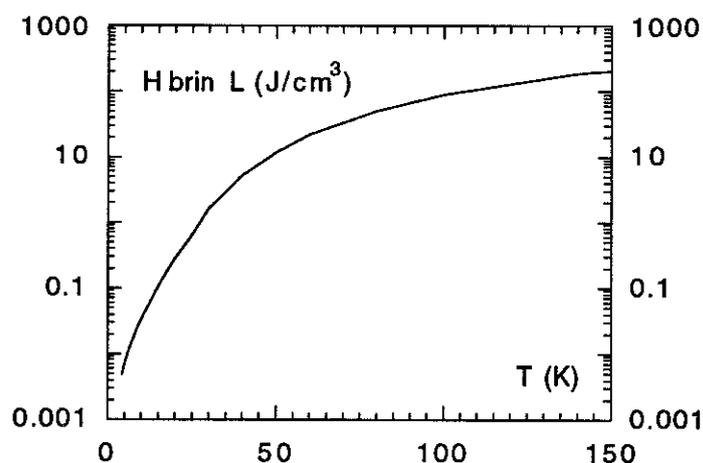


Figure IV.2 : Enthalpie volumique du Brin SC L de GEC ALSTHOM

Si la température de 40 K ne doit pas être dépassée la constante de temps de décroissance du courant doit être inférieure à la dizaine de μs d'où la nécessité d'une vitesse de propagation très élevée.

I.3 Vitesse de propagation

La vitesse de propagation adiabatique d'une transition dans un fil supraconducteur peut être calculée à partir de la formule suivante [IV.1]:

$$V = \frac{J}{C_p} \sqrt{\frac{\rho \lambda}{T_s - T_b}}$$

- λ : conductivité thermique
- ρ : résistivité électrique
- C_p : chaleur spécifique volumique du brin supraconducteur
- J : densité de courant

La température T_s peut être donnée par

$$T_s = T_c - \frac{T_c - T_b}{2} \frac{J}{J_c} \quad \text{où} \quad \begin{cases} T_c : \text{température critique du fil} \\ T_b : \text{température du bain} \\ J_c : \text{densité de courant critique} \end{cases}$$

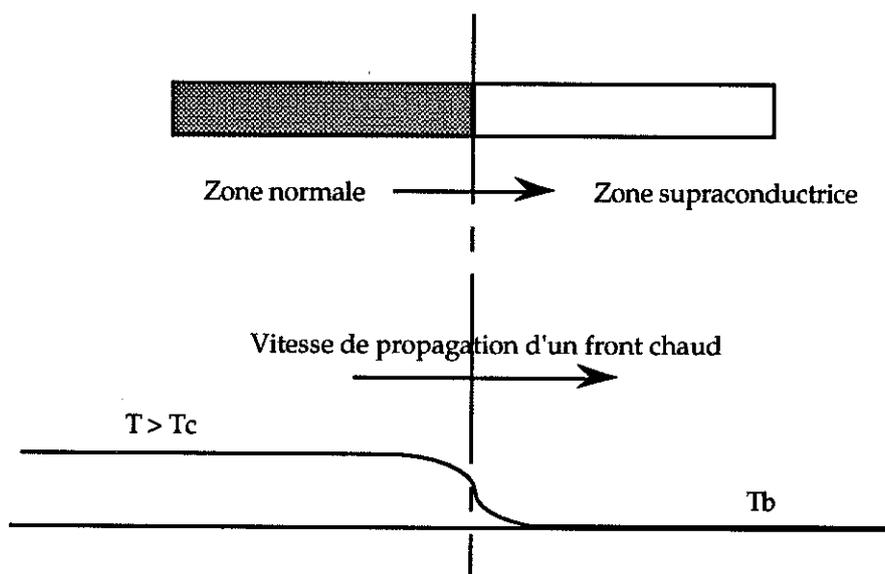


Figure IV.3 : vitesse de propagation adiabatique d'un front chaud

Cette expression donne comme valeur numérique quelques dizaines de m/s ; elle est confirmée par plusieurs mesures.

$$\left\{ \begin{array}{l} J_c = 2 \cdot 10^9 \text{ A/m}^2, \\ C_p = 4000 \text{ J/m}^3 \text{ à } 4,2 \text{ K}, \\ \rho = 4,7 \cdot 10^{-7} \text{ } \Omega \cdot \text{m}, \\ k(4,2\text{K}) = 1,6 \text{ W/mK}, \\ T_b = 4,2 \text{ K}, \\ T_s = 7,2 \text{ K} \end{array} \right.$$

La valeur calculée avec ces données, pour $J=J_c$, est 35 m/s. Cette valeur est incompatible avec une élévation réduite de température après transition. Il faut donc que la transition débute en un très grand nombre de points.

Méthode de mesure de la vitesse de propagation

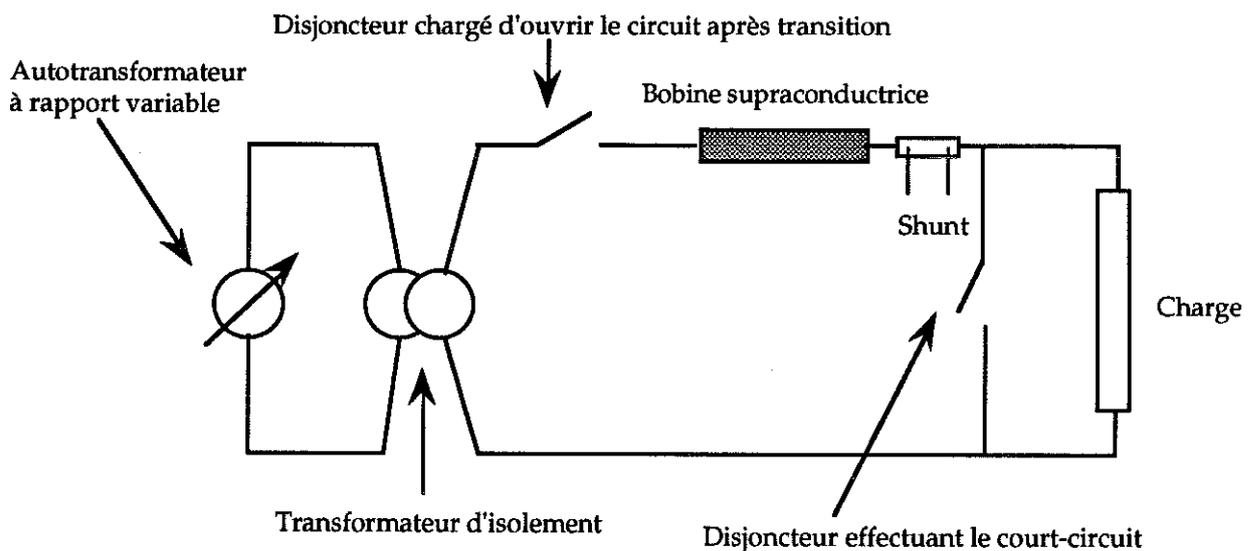


Figure IV.4 : schéma de mesure

La méthode de mesure est simple, une charge fixe le courant dans le circuit, la tension est imposé par le transformateur. Des courts-circuits sont effectués avec un disjoncteur, l'évolution du courant, la tension étant constante permet les mesures de vitesse de propagation. Les bobines étant "aselfiques", la tension aux bornes permet d'accéder directement à la valeur de la résistance. Après la transition, le circuit est ouvert pour éviter de détériorer la bobine supraconductrice.

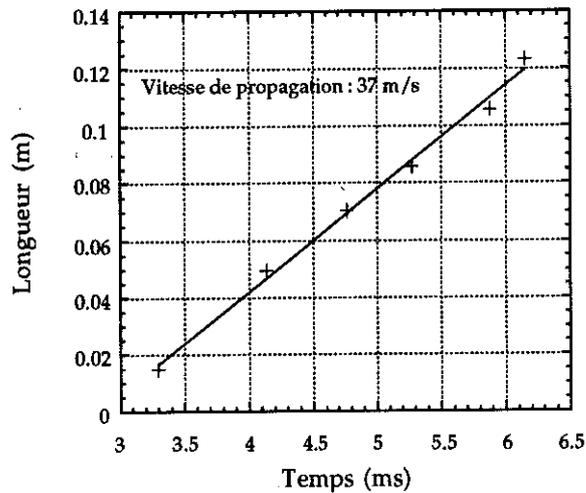


Figure IV.5 : mesure d'une vitesse de propagation

La figure IV.5 indique l'évolution temporelle de la longueur à l'état normal après transition. La variation linéaire (37 m/s) permet d'obtenir la vitesse de propagation expérimentale, en bon accord avec la valeur théorique (35 m/s).

Un certain nombre de paramètres de la bobine peuvent influencer sur la vitesse de propagation, comme l'homogénéité du champ dans la bobine, la conduction de la chaleur entre spires et le type de brin utilisé.

I.3 Influence de divers paramètres

- Homogénéité du champ

Des bobines avec des rapports diamètre sur longueur différents ont été étudiées. La vitesse de propagation est très supérieure quand son rapport géométrique D/L est faible. Le fil est en effet plus proche de ses caractéristiques critiques sur toute sa longueur, la transition se fera en plus de points. Les essais relevés sont les suivants :

- | | | |
|--------------|--------------------------------------|-------------------------|
| - Bobine 1 : | $D=15 \text{ mm}, L=150 \text{ mm},$ | $V = 2000 \text{ m/s},$ |
| - Bobine 2 : | $D=35 \text{ mm}, L=63 \text{ mm},$ | $V = 34 \text{ m/s}.$ |

Les deux bobines sont faites avec le même conducteur et ont les spires jointives.

- Propagation latérale

Des essais comparatifs peuvent être fait entre des bobines à spires jointives et non jointives. Lorsque les spires ne sont pas jointives la vitesse de propagation est plus faible, mais seulement 20 % d'écart a été mesuré. La propagation latérale intervient par conséquent assez peu.

Géométrie des bobines utilisées :

- Bobine 1 :	D=35mm,	L=63 mm
- Bobine 2 :	D=76 mm,	L=100 mm

La vitesse de propagation latérale peut être donnée à partir de la vitesse de propagation le long du conducteur par l'expression [IV.2] :

$$V_{lat} = V \sqrt{\frac{k_{lat}}{k}} \text{ avec } \begin{cases} k_{lat} : \text{conductivité thermique latérale,} \\ k : \text{conductivité thermique du conducteur} \end{cases}$$

La conductivité thermique latérale est assurée principalement par l'isolant électrique et la résine époxyde d'imprégnation, deux isolants thermiques relatifs :

$$k_{lat} = 0,1 \text{ w/mK}$$

La vitesse de propagation latérale est environ le tiers de celle longitudinale. Cette valeur est en accord avec la faible augmentation relevée dans les essais.

- Type de conducteur

Des bobines avec deux conducteurs différents ont été testées. Ces bobines ont des rapports diamètre sur longueur analogues et élevés. La première est faite le triplet CCN 14000, qui possède une âme centrale en cuivre, la seconde avec du brin limiteur. Les résultats sont les suivants :

- Bobine CCN 14000 : $V = 8 \text{ km/s}$,
- Bobine Brin L : $V = 2 \text{ km/s}$.

La vitesse est plus grande avec le triplet. Une conduction thermique de brin à brin accroît le nombre de points de transition, la vitesse apparente est donc plus élevée, ce phénomène a déjà été mentionné [IV.3].

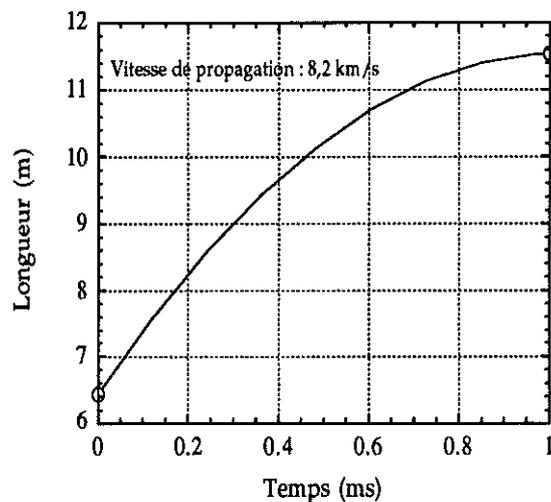


Figure IV.6 : exemple de vitesse de propagation pour une bobine faite en CCN 14000

Une autre manière existe pour forcer une transition multipoints : une chaufferette peut accélérer la vitesse de propagation.

I.4 Accélération de la vitesse de propagation

La chaufferette est constituée d'un fil en métal résistif, bobiné entre le fil supraconducteur et le mandrin pour obtenir un excellent contact thermique avec le supraconducteur, comme il est indiqué sur la figure IV.12.

Une décharge capacitive est effectuée dans la chaufferette pour augmenter le nombre de points du fil ou débute une transition. L'énergie dissipée dans la chaufferette est $0.5CV^2$. La variation de la longueur en fonction de l'énergie dissipée dans la chaufferette est indiquée sur la figure V.7.

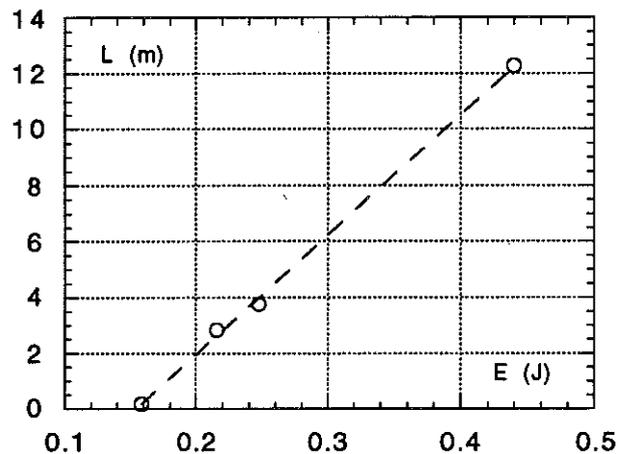


Figure IV.7: longueur "normale" fonction de l'énergie dissipée.

Dans ce test la bobine est alimentée en courant continu réduit (8 mA) qui permet de mesurer la résistance sans chauffer le conducteur. Plus l'énergie dissipée dans la chaufferette est grande plus la transition est rapide. Cette expérience permet de connaître l'énergie minimale à envoyer dans la chaufferette pour obtenir une transition.

L'utilisation d'une chaufferette lors d'une transition naturelle a permis de faire transiter 60 % d'une bobine. Des vitesses de propagation analogues à celles obtenues précédemment ont été mesurées. L'effet chaufferette permet donc d'obtenir une résistance élevée sans augmenter réellement la vitesse de propagation.

La deuxième partie de ce chapitre concerne les caractéristiques nécessaires à la récupération rapide de l'état supraconducteur après l'étude de ceux nécessaires à la propagation de la transition.

II - RECUPERATION

II.1 Vitesse de récupération

Pour récupérer l'état supraconducteur, la température du conducteur doit s'abaisser en dessous de 9-10 K à partir de sa température maximale atteinte après transition donnée par l'équation (2). Ce refroidissement est assuré uniquement par les transferts thermiques avec le bain d'hélium où se trouve l'enroulement. L'équation donnant l'évolution temporelle de la température est, en négligeant la conduction thermique le long du conducteur et l'énergie nécessaire pour refroidir l'isolant et en supposant le circuit électrique ouvert (pas d'effet Joule) :

$$(3) \quad \frac{dT}{dt} \approx - \frac{P_m}{S C_p} \frac{1}{\frac{e}{k_{is}} + \frac{1}{h}} (T - T_b)$$

- P_m : périmètre mouillé
- S : section du conducteur
- e : épaisseur de l'isolant
- k_{is} : conductivité thermique de l'isolant
- h : coefficient d'échange avec l'hélium
- T_b : température du bain
- C_p : chaleur spécifique du brin supraconducteur

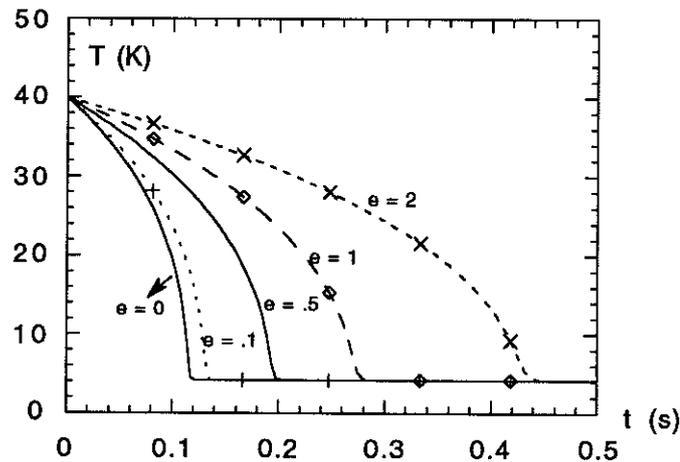


Figure IV.8 : refroidissement d'un brin L pour plusieurs épaisseurs e d'isolant.

- valeurs en mm -

La figure IV.8 donne l'évolution temporelle du refroidissement du conducteur ; l'isolant considéré est de la fibre de verre époxyde, le coefficient d'échange h ($300 \text{ W/m}^2\text{K}$) a été pris comme constant. Cette figure indique que le conducteur doit être le plus directement possible en contact avec l'hélium pour assurer une récupération rapide, l'objectif étant 0.3 s.

II.2 Critère de Stekly [IV.2]

Une des données importantes pour un dimensionnement est le courant de récupération du fil, c'est à dire la valeur maximale du courant permettant de revenir naturellement de l'état normal à l'état supraconducteur. Il est difficile d'utiliser la transition naturelle pour mesurer cette valeur car une fois le courant de transition atteint on ne peut pas rabaisser sa valeur progressivement sans risquer de détériorer ou même détruire le fil.

La manière de procéder est la suivante : le fil est chauffé pour le faire transiter de manière artificielle à différents niveaux de courant. Le courant de récupération est celui pour lequel le fil retrouve l'état supra après coupure du chauffage.

Le courant de récupération est donné par le critère de Stekly [4] :

$$I_{\text{recup}} = \sqrt{\frac{W_{\lambda} p_m S}{\rho}}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} W_{\lambda} : \text{flux thermique limite,} \\ p_m : \text{périmètre mouillé,} \\ S : \text{section du fil supra,} \\ \rho : \text{résistivité du fil.} \end{array} \right.$$

Dans le cas d'un fil de type "L" ce courant vaut environ 240 mA, cette valeur coïncide avec des mesures.

III - CALCUL D'UNE BOBINE

Cette dernière étape de l'étude consiste à calculer la bobine supraconductrice du limiteur.

Le dimensionnement se fait en deux temps. En premier lieu il faut déterminer la longueur de fil afin d'avoir une résistance suffisante pour limiter l'énergie dissipée dans la bobine et pour avoir un bon report du courant dans l'inductance de limitation. La deuxième partie consiste à choisir une géométrie de bobine permettant une vitesse de propagation élevée pour réduire l'élévation de température du fil et obtenir une récupération rapide.

Pour réaliser une bobine aselfique deux techniques simples sont possibles :

- soit deux solénoïdes coaxiaux bobinés dans le même sens sont mis en série (figure IV.9)
- soit deux solénoïdes coaxiaux bobinés en sens inverse sont mis en parallèle (figure IV.10)

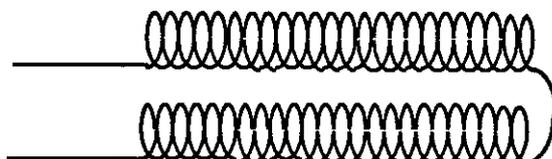


Figure IV.9 : solénoïdes en série, bobinés dans le même sens

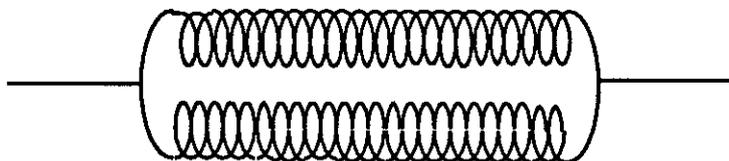


Figure IV.10 : solénoïdes en parallèle, bobinés en sens inverse

Dans les deux cas la distance entre les deux solénoïdes devra être minimum pour obtenir une inductance apparente réduite.

La deuxième solution est meilleure d'un point de vue tenue diélectrique et l'inductance apparente est plus faible à résistance et courant critique total donnés. Cependant nous n'avons pas toujours pu utiliser cette solution car elle conduit à un courant critique total élevé, sensiblement égal à deux fois le courant critique du conducteur en champ propre, soit supérieur à $100 A_{eff}$ pour le brin "L" ($I_c = 50A_{eff}$).

Le fil utilisé est de type L sa résistance linéique vaut $13,3 \Omega/m$ à l'état normal.

- *Longueur de fil*

Les contraintes sont les suivantes :

V_{sc} : tension aux bornes de la bobine supraconductrice,

t : Temps d'ouverture de la ligne,

T_{max} : température maximale du fil.

Pour une récupération rapide du fil nous avons vu qu'il ne fallait guère dépasser 40 K. La courbe IV.11 nous donne la température du fil en fonction de l'énergie dissipée, il est possible ainsi de connaître pour une température donnée l'énergie à dissiper par mètre de fil.

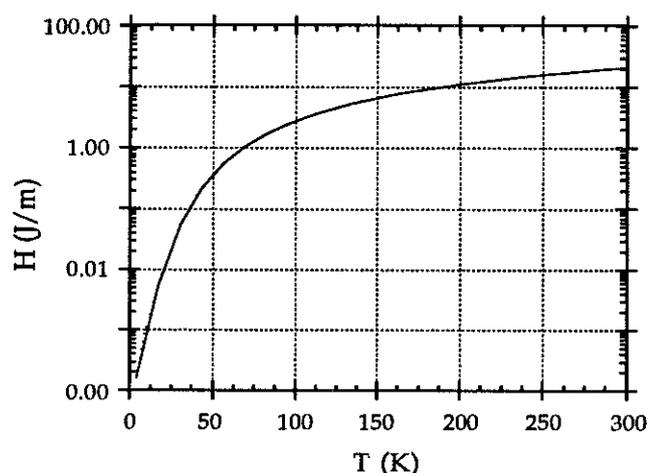


Figure IV.11 : enthalpie en J/m en fonction de la température du fil
(le fil est identique à celui de la figure IV.2)

Le calcul de l'énergie E dégagée au cours d'une transition permet d'écrire la formule suivante :

$$E \ell = \frac{V^2 t}{13,3}$$

De ces deux relations, on accède à la longueur de fil ℓ nécessaire.

- *Géométrie de la bobine*

Les choix sont issus de l'étude faites dans les deux premières parties du chapitre.

La bobine doit avoir un rapport diamètre sur longueur faible et le fil doit être en contact le plus direct possible avec l'hélium. Le schéma présente une coupe de la bobine.

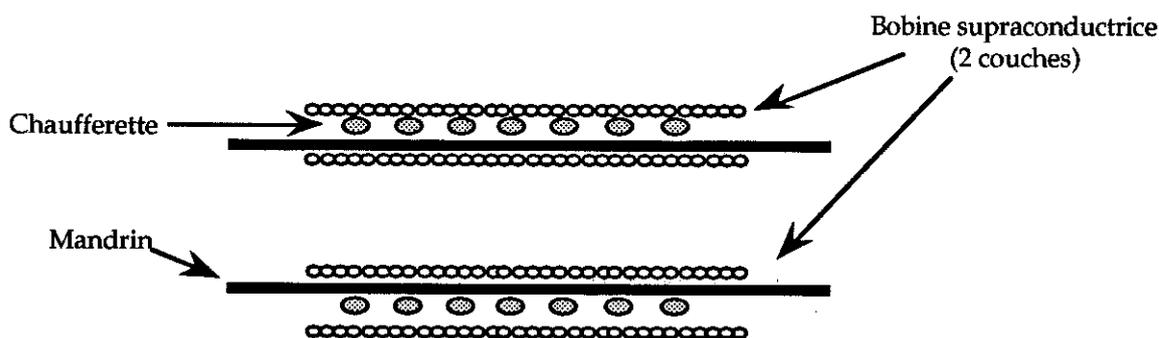


Figure IV.12 : coupe de la bobine supraconductrice

La bobine possède deux couches, une couche est à l'extérieur du mandrin l'autre à l'intérieur. Pour la couche interne les efforts électrodynamiques sont tenus par le mandrin, le fil est donc pour une moitié directement au contact de l'Hélium, la couche externe est imprégnée d'araldite, ceci affecte le refroidissement. La résistance thermique et la capacité thermique de l'araldite amoindrissent la rapidité d'échange de la chaleur entre le fil et l'Hélium. Une chaufferette est placée entre les deux couches. Les caractéristiques de la bobines sont données dans le tableau.

Nombre de couche	2
Diamètre	35 mm
Hauteur	80 mm
Inductance propre	280 μ H
Courant seuil	60 A _{crête}
Résistance	800 Ω

Tableau IV.13 : caractéristiques de la bobine supraconductrice du limiteur

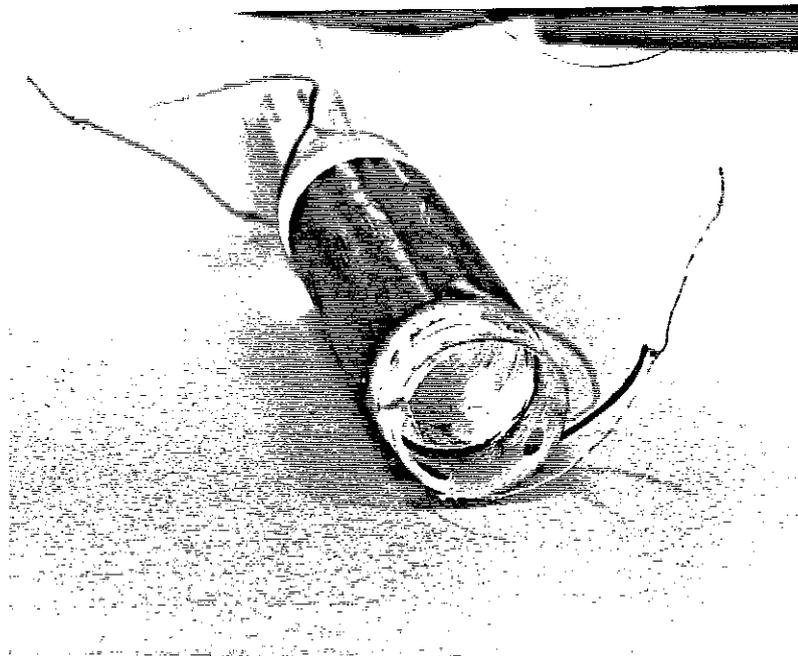


Figure IV.14 : photographie de la bobine supraconductrice



CHAPITRE V

TESTS DU LIMITEUR

Ce chapitre est le dernier concernant la maquette de limiteur. L'étude du circuit magnétique et de la bobine supraconductrice est achevée. Il reste à vérifier le fonctionnement du limiteur complet. Outre le limiteur vont être testés le limiteur sans le supraconducteur, et un fusible afin de comparer les différents types de limitation.

I - LIMITEUR AVEC SUPRACONDUCTEUR

Le schéma de montage du limiteur est le suivant :

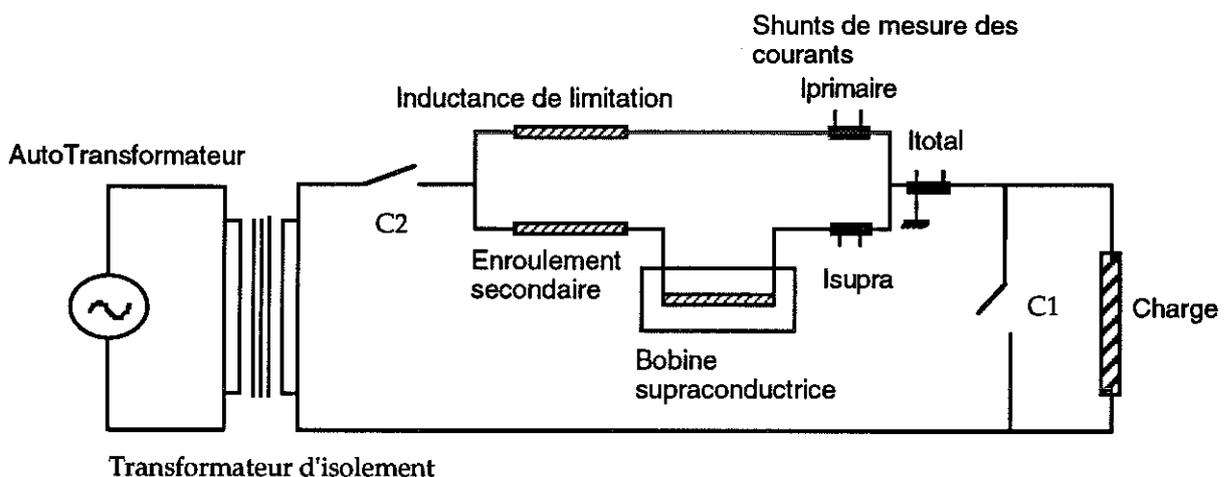


Figure V.1 : schéma de montage du limiteur

En régime permanent, le courant est fixé par la charge.

Des courts-circuits sont effectués à l'aide d'un disjoncteur C_1 , pour simuler des défauts. Le disjoncteur C_2 s'ouvre après un laps de temps variable, ceci afin de laisser le supraconducteur récupérer. Ce contacteur peut se refermer après un certain délai, compris entre quelques dizaines de ms et plusieurs secondes, pour réaliser des cycles OFO.

Trois shunts sont chargés de la mesure des courants : le courant de ligne, le courant dans la bobine de limitation et le courant dans le supraconducteur.

I.1 Limiteur en régime permanent

La tension source vaut 150 V ; le courant dans la ligne, fixé par la charge, vaut 50 A. Quelques paramètres représentatifs du limiteur en régime permanent doivent être étudiés.

Répartition des courants

La courbe suivante donne la répartition des courants du limiteur.

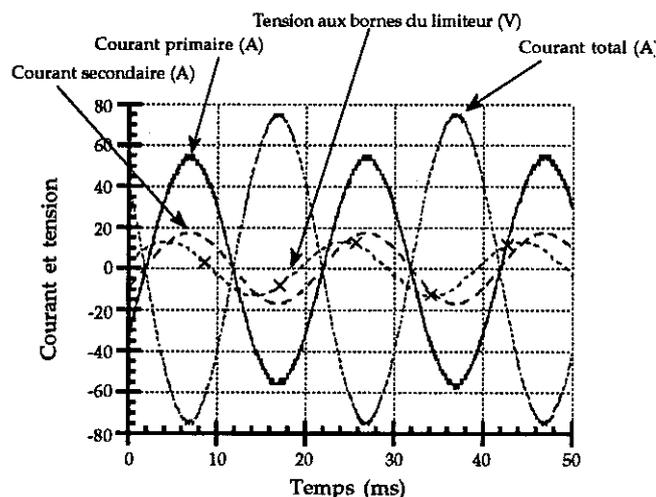


Figure V.2 : courant et tension aux bornes du limiteur en régime permanent

Le courant dans le supraconducteur vaut $12,5 A_{eff}$, le courant primaire vaut lui $37,5 A_{eff}$.

Le rapport entre le courant supraconducteur et le courant primaire est 3,2, ce qui correspond au rapport du nombre de spire.

Chute de tension

La tension aux bornes du limiteur est visible sur la courbe précédente. Celle-ci vaut 6,1 %, mais la chute de tension inductive vaut seulement 4,6 %.

La faible valeur de l'inductance de la bobine supraconductrice ($430 \mu H$), ne modifie pas la chute de tension mesurée sur le circuit magnétique seul.

Pertes cryogéniques

Les pertes de l'ensemble bobine supraconductrice plus son cryostat hélium se traduisent par une consommation de fluide cryogénique. Ces pertes sont de trois sortes :

- pertes des amenées de courant,
- pertes de cryostat,
- pertes de la bobine.

La bobine est montée sur un support en fibre de verre et l'ensemble est plongé dans un vase de 100 litres d'hélium liquide sans azote. Sur ce support sont placées les amenées de courant et les fils de mesures.

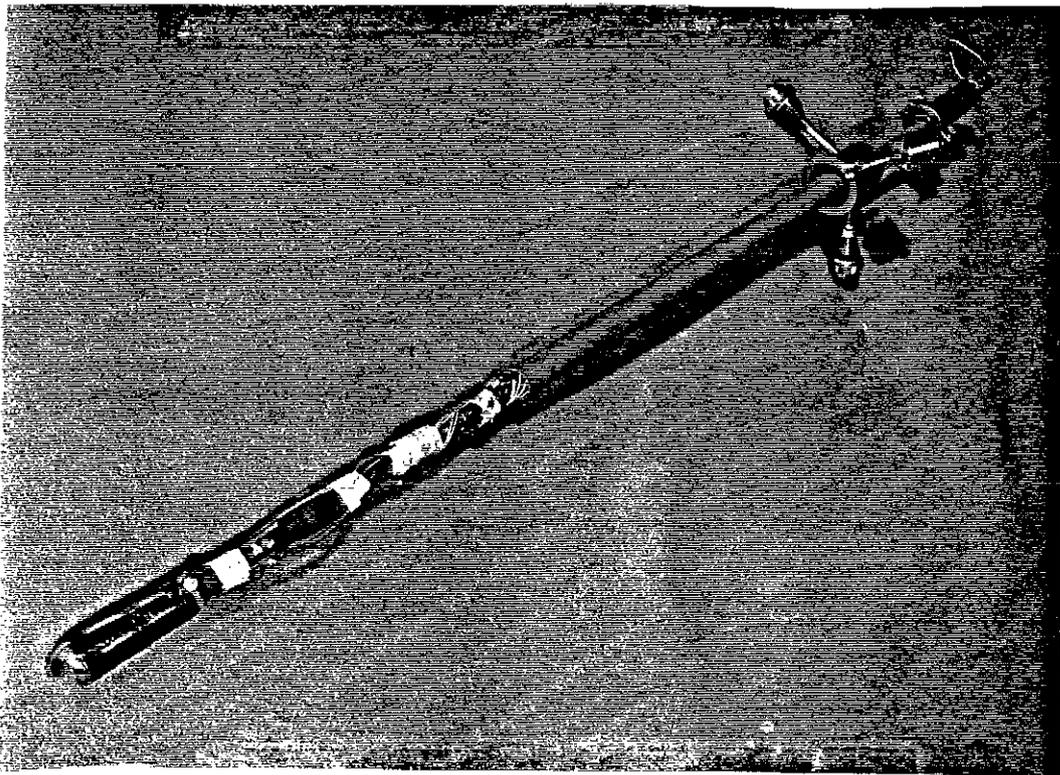


Figure V.3 : bobine supraconductrice sur son support

La consommation en hélium du vase seul est de 1 litre liquide par jour.

La consommation d'hélium due aux pertes dans les amenées de courant et le support de la bobine est de 1,5 l par jour.

La bobine, alimentée en courant variable, est le siège de pertes, celles-ci sont trop faibles pour être mesurables.

Les pertes totales avec ces consommations sont de 75 mW. En tenant compte du rendement d'un liquéfacteur dont le facteur de mérite est de 3000, ramenée à l'ambiante, ces pertes valent 200 W.

I.2 Limiteur en régime de défaut

Un certain nombre de paramètres entrent en ligne de compte lors d'un défaut.

L'impédance de court-circuit peut être inductive ou résistive, ceci correspond à deux types de défauts sur une ligne. Lorsque le court-circuit est lointain, du fait de la longueur de la ligne, l'inductance de l'impédance de court-circuit sera élevée, par contre lors un défaut proche l'inductance sera plus faible.

Les essais sont donc faits avec des sources plus ou moins inductive pour simuler des défauts plus ou moins lointains. Le défaut peut être asymétrique ou symétrique.

Dans le cas d'un défaut asymétrique : le court-circuit se produit lorsque la tension passe par zéro. Ce type de défaut se caractérise par une forte dissymétrie de la forme de courant.

Le défaut est symétrique quand le court-circuit se produit lorsque la tension est à son maximum.

La charge dans tous les cas de figure sera purement résistive.

Une partie des essais a été réalisé au LEG/CRTBT et une autre partie au CERDA, laboratoire de GEC-Alsthom à Lyon qui disposait de moyens plus adaptés à nos tests.

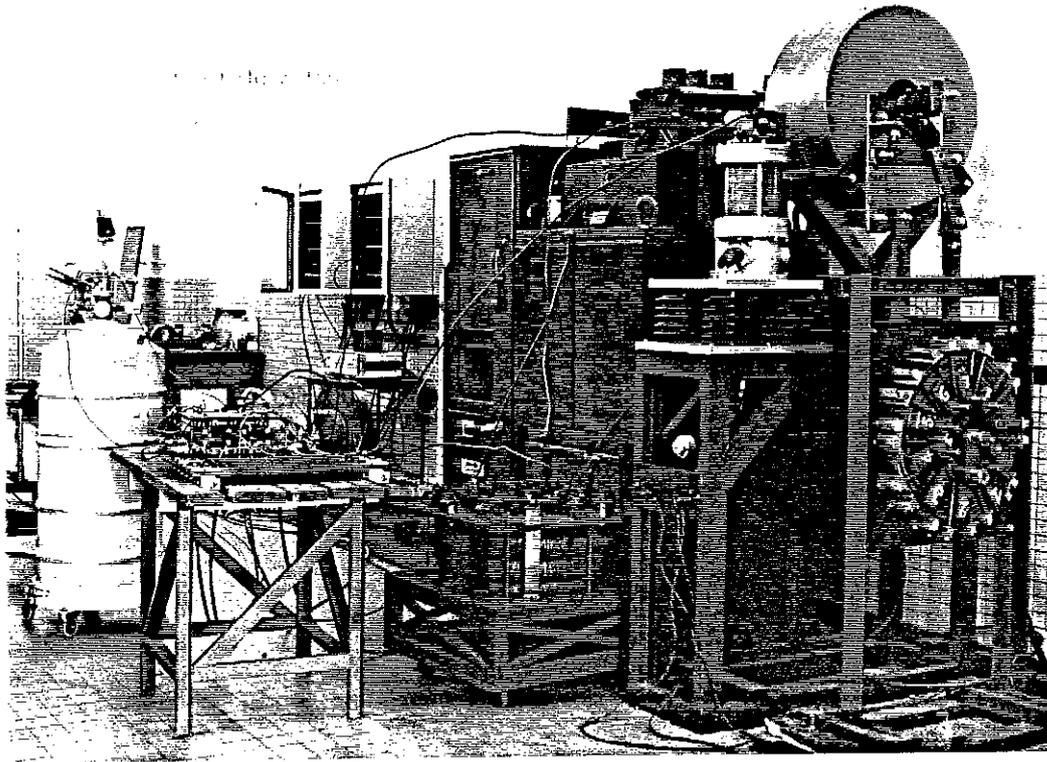


Figure V.4 : photo de la plate-forme d'essai au CERDA

I.2-1 Essai asymétrique

La tension source vaut $150 V_{eff}$, le courant dans la ligne est de $50 A_{eff}$. Les deux couches de la bobine supraconductrice étudiée au chapitre IV sont mise en série, le courant critique du fil vaut $60 A_{crête}$ le courant seuil dans la ligne vaudra donc $240 A_{crête}$.

Le résultat de cet essai est présenté sur la courbe V.5. L'impédance de la source utilisée vaut $0,15 \Omega$, le courant de court-circuit est donc de $1360 A_{crête}$ ce qui représente $20 \cdot I_n$. Cette source est peu inductive.

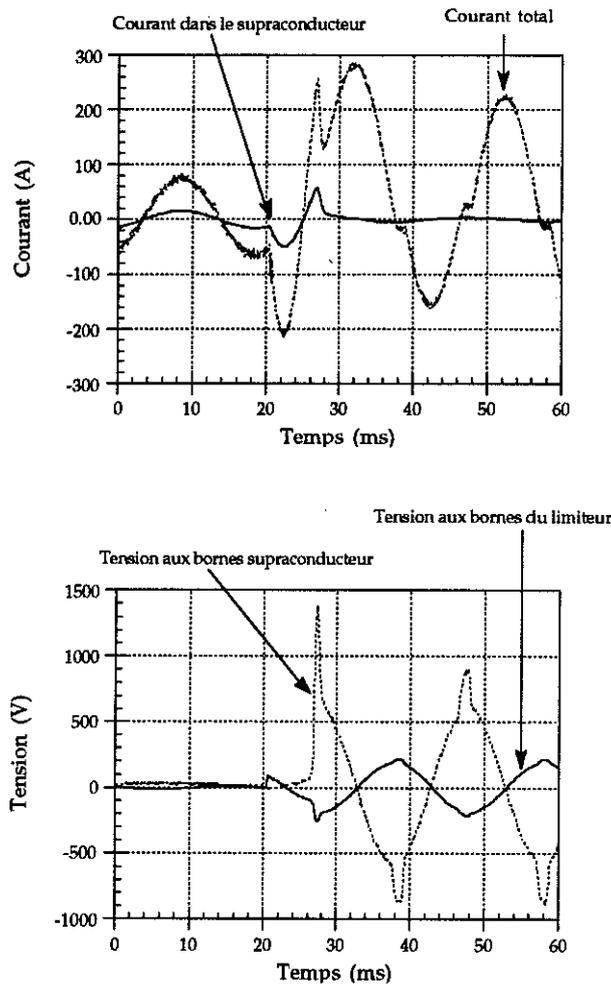


Figure V.5 : essai asymétrique avec une inductance de source peu inductive

Résultats

La tension aux bornes du supraconducteur est nulle avant la transition, ceci permet de repérer sur les courbes ce pic de transition.

Le supraconducteur transite à $60 A_{\text{crête}}$, un premier pic apparaît sur le courant total, correspondant à ce seuil, valant $250 A_{\text{crête}}$. La limitation sur l'alternance suivante se fait à $220 A_{\text{crête}}$.

La tension aux bornes de la bobine supraconductrice atteint $1400 V_{\text{crête}}$ à l'instant de la transition. La variation très rapide de courant dans une inductance de source même faible est la cause de cette surtension. A partir de la deuxième alternance, la tension crête vaut $870 V$, ceci est conforme à la valeur prévue par le rapport du nombre spire. La forme de la

courbe est bien identique à celle relevée dans l'essai du circuit magnétique. La valeur efficace est donc la même soit $294 V_{\text{eff}}$.

Bobine supraconductrice

La courbe suivante donne l'évolution de la résistance de l'enroulement et de la puissance dissipée en fonction du temps.

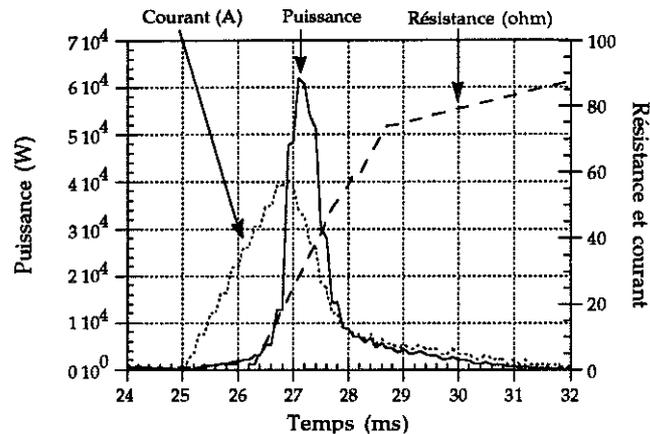


Figure V.6: résistance, puissance et courant dans le supraconducteur après la transition

La résistance maximale atteinte vaut 200Ω , après 20 ms, ce qui correspond à environ 25 % de la bobine, cette valeur est faible et nous n'avons pas de transition massive de la bobine supraconductrice.

La vitesse apparente de propagation à l'instant du court-circuit vaut $3,3 \text{ km/s}$.

La puissance diminue avec le temps car la résistance du supraconducteur augmente. Cette puissance dissipe en 20 ms, temps suffisant à un disjoncteur rapide (un cycle) pour ouvrir la ligne, une énergie de 80 J. Cette énergie représente une quantité d'hélium évaporé de 32 cm^3 .

Le fonctionnement du limiteur dans ce cas de figure est satisfaisant et répond au cahier des charges.

Essai avec une bobine supraconductrice à courant critique élevé

Le courant et la tension sont inchangés par rapport au cas précédent. Les deux couches de la bobine supraconductrice sont connectées en parallèle au lieu d'être en série, le courant critique de la bobine supraconductrice est donc sensiblement le double. Le résultat de cet essai est présenté sur la courbe V.7.

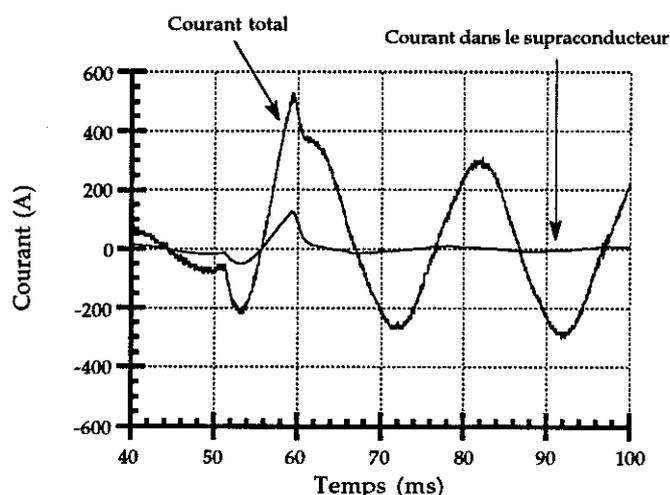


Figure V.7 : essai asymétrique avec une bobine supraconductrice à courant critique élevée

Le courant critique de la bobine vaut $130 A_{crête}$, le courant seuil dans la ligne vaut $550 A_{crête}$. Le pic de limitation est dans ce cas-ci très élevé, il vaut $7,8 I_n$, la limitation après la première alternance est identique au test précédent. La dissymétrie du courant, due à la nature de l'essai, est parfaitement visible. La valeur élevée du courant de limitation, après le premier pic peut provenir d'un mauvais report du courant, les deux couches de la bobine supraconductrice sont en parallèles, la résistance est donc plus faible que lorsque les deux couches sont en séries.

Il est intéressant de remarquer que la limitation peut dépendre du supraconducteur choisi et de la manière de réaliser la bobine.

I.2-2 Essai symétrique

Essai avec une impédance de source fortement inductive

L'essai est effectué sous une tension réduite valant $106 V_{eff}$, comme dans le cas précédent le courant est de 50 A. L'impédance de source vaut 5,3 mH, ce qui représente un courant de court-circuit de 830 A_{crete} soit 12 fois le courant nominal.

Le résultat de cet essai, réalisé au CERDA, est visible sur la courbe V.8.

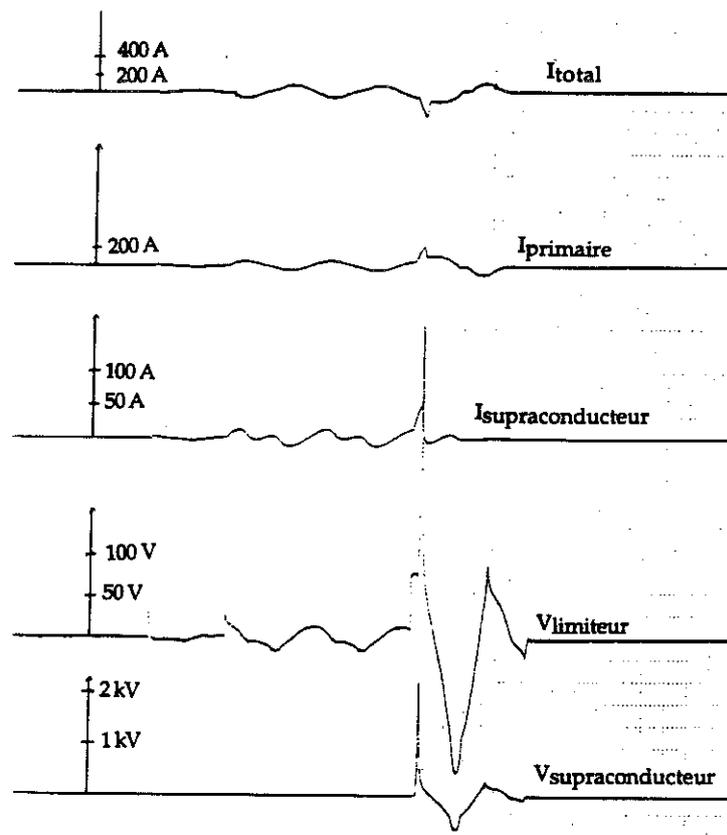


Figure V.8 : essai symétrique avec une impédance de source fortement inductive

Le courant de limitation vaut $105 A_{crete}$, soit $I_{cc}/8$, après le premier pic correspondant à la transition du supraconducteur, cette valeur très faible du courant de limitation s'explique par le fait que le circuit magnétique est très peu saturé puisque nous sommes sous tension réduite.

Un pic de tension très élevé de 2,5 kV apparaît, à la transition, aux bornes de l'enroulement supraconducteur. Ce pic est un régime transitoire dû à l'impédance source, cette surtension existe aussi aux bornes de la

source qui voit sa tension multipliée par un facteur 2,5 conforme à ce qui est rencontré en coupure industrielle sur de tels types de défauts.

I.2-3 Cycle OFO

Des essais de remise en service de la ligne après défaut ont été faits. La refermeture se fait sur défaut, elle nécessite donc une réouverture. Les résultats des essais sont visibles sur la courbe V.9.

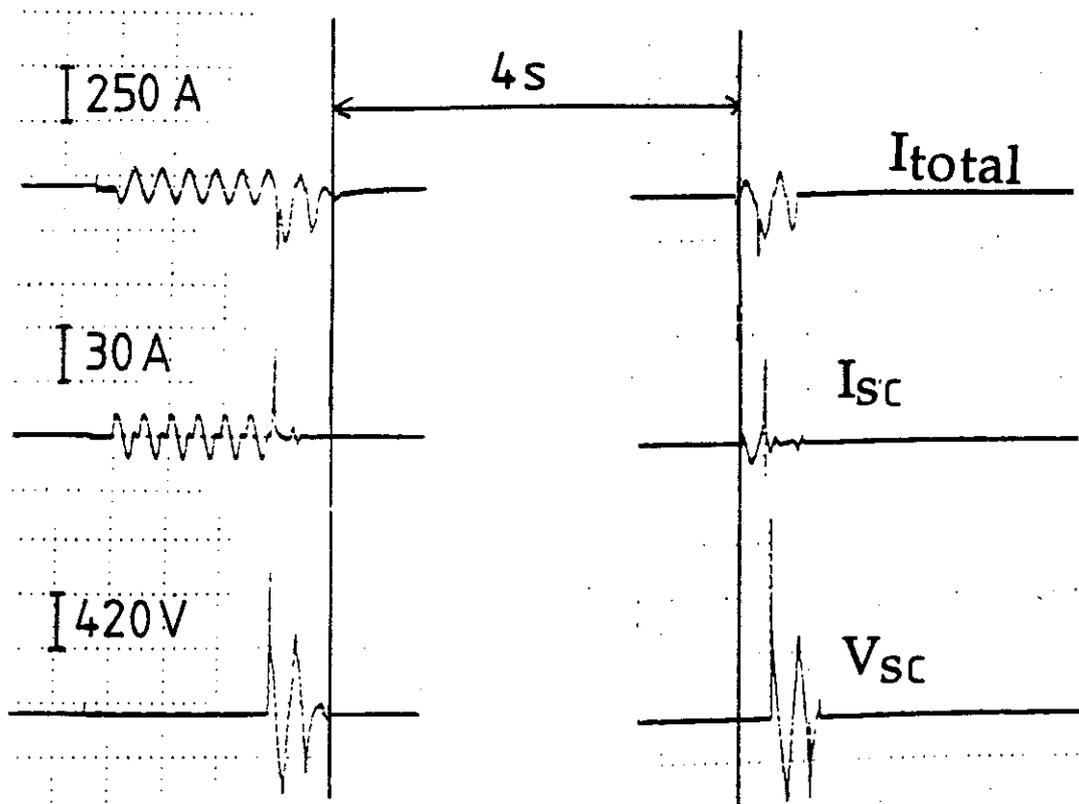


Figure V.9 : réalisation d'un cycle OFO

Le temps nécessaire au supraconducteur pour récupérer est inférieur à 4 s.

Ce type de test montre qu'il est possible de remettre en service une ligne et que le limiteur peut toujours fonctionner efficacement.

I.3 Fonctionnement en régime dégradé

La question que l'on peut se poser est : quel est le comportement du limiteur en cas de transition accidentelle du supraconducteur ? La figure V.10 donne une réponse à cette question.

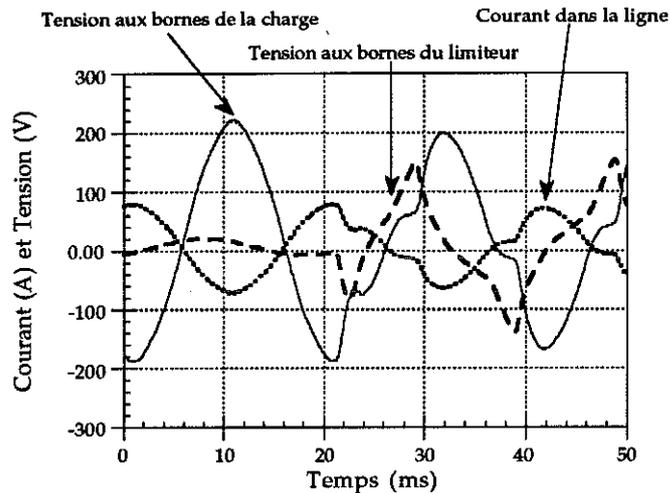


Figure V.10 : fonctionnement en régime dégradé du limiteur

La tension source vaut $150 V_{eff}$ et le courant dans la ligne $50 A_{eff}$. Le principe du test est le suivant : une transition est provoqué par l'intermédiaire d'une chaufferette sans faire de court-circuit, la charge étant donc maintenue.

Le courant est déformé par la saturation du circuit magnétique, sa valeur est voisine de celle en fonctionnement normal. La tension aux bornes de la charge est aussi déformée et sa valeur est comme pour le courant sensiblement la même qu'avant la transition du supraconducteur. La tension aux bornes du limiteur présente des crêtes d'environ 150 V, la déformation est particulièrement importante. Lorsque le supraconducteur transite l'impédance du limiteur s'accroît fortement, la tension à ses bornes augmente et donc le circuit magnétique se sature. La saturation provoque l'effondrement de l'impédance du limiteur à un niveau voisin de celui auquel il était avant la transition.

En conclusion le fonctionnement de la ligne est peu dégradé par la transition inopinée du supraconducteur, le courant et la tension se maintiennent dans la charge, mais ils sont fortement déformés.

I.4 Conclusions

En régime permanent, la chute de tension inductive du limiteur est faible conformément au cahier des charges, même en cas de défaut du supraconducteur la ligne continue à fonctionner.

En régime de défaut, l'inductance de limitation permet une réduction importante du courant de défaut. Le découplage s'opère dans de bonnes conditions, un pic de tension apparaît aux bornes du supraconducteur à l'instant de la transition dont la valeur dépend du type de court-circuit. En régime de défaut le limiteur répond aussi au cahier des charges.

L'essai en régime symétrique a permis de mettre en évidence le problème des surtensions transitoires en cas de défaut lointain sur une ligne.

L'écart relevé entre les valeurs mesurées et les valeurs prévues par le calcul vient du fait que nous n'aurions jamais eu une tension de 150 V_{eff} aux bornes du limiteur, l'état de saturation du circuit magnétique n'est donc pas exactement celui prévu. L'inductance de limitation est plus forte que la prévision et le découplage moins efficace.

A présent que le limiteur complet est testé d'autres types de limiteur vont être examinés.

II - LIMITEUR SANS SUPRACONDUCTEUR

Ce principe de test est différent, il s'agit de voir si l'on peut supprimer le supraconducteur. Les bobines primaire et secondaire sont connectées en parallèle sans le supraconducteur.

L'impédance en régime permanent du limiteur est inchangée.

Deux essais ont été faits en régime de défaut sous la pleine tension nominale, dans le premier essai le défaut est asymétrique, dans le second, il est symétrique. La tension nominale vaut donc 150 V, le courant nominal 50 A et l'impédance de source fixe le courant de court-circuit à 2400 A_{crête} soit 34 I_n.

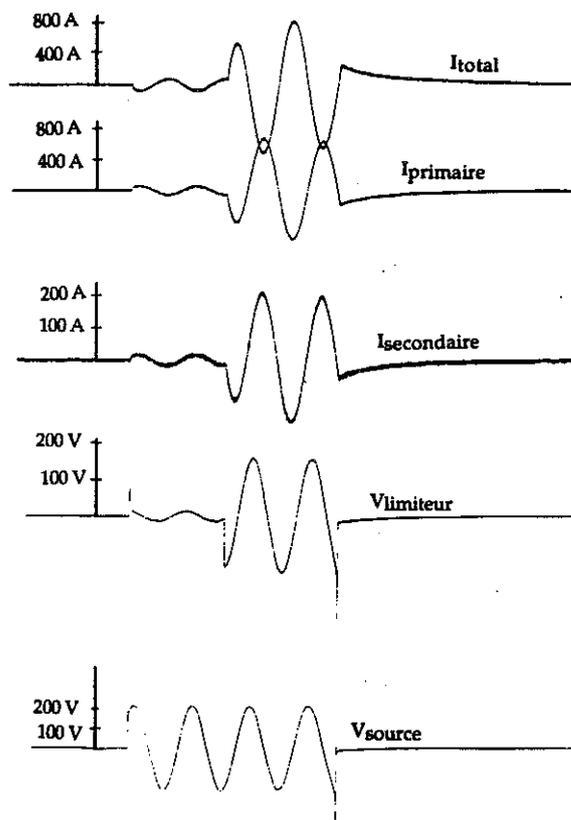


Figure V.11 : essai symétrique sans supraconducteur

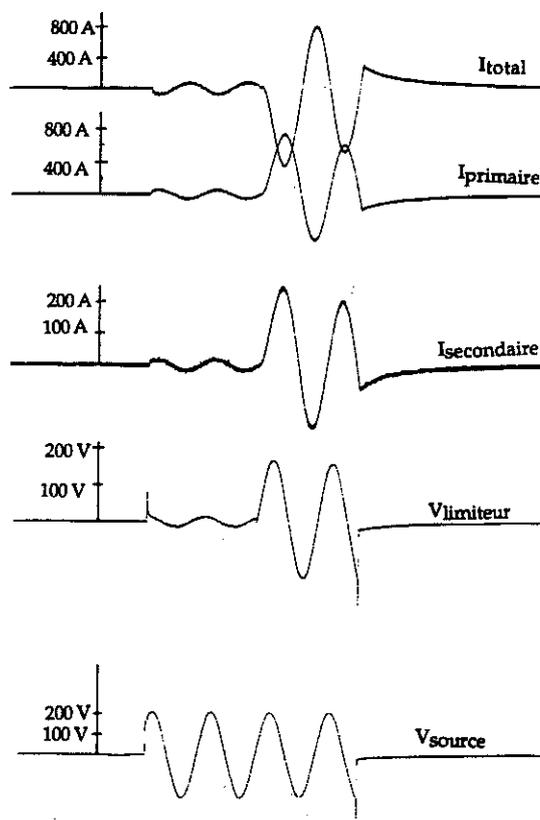


Figure V.12 : essai asymétrique sans supraconducteur

Dans le cas d'un défaut symétrique, le courant est limité à $580 A_{crête}$, soit 11,5 fois le courant nominal ou $I_{cc}/4$, pour un défaut asymétrique le courant présente une dissymétrie, ses valeurs crêtes oscillent entre 560 A et 700 A.

Le fonctionnement du limiteur sans supraconducteur est peu satisfaisant, la limitation est très faible, le limiteur possède en régime de défaut une impédance équivalente à celle qu'il possède en régime permanent. Le supraconducteur est donc absolument nécessaire.

III - FUSIBLES

En introduction, les fusibles avaient été classés dans les limiteurs, il est donc intéressant de comparer la limitation obtenue par un fusible et celle obtenue par notre limiteur. Les courbes de fusion de fusibles rapides sont présentées sur la figure V.13.

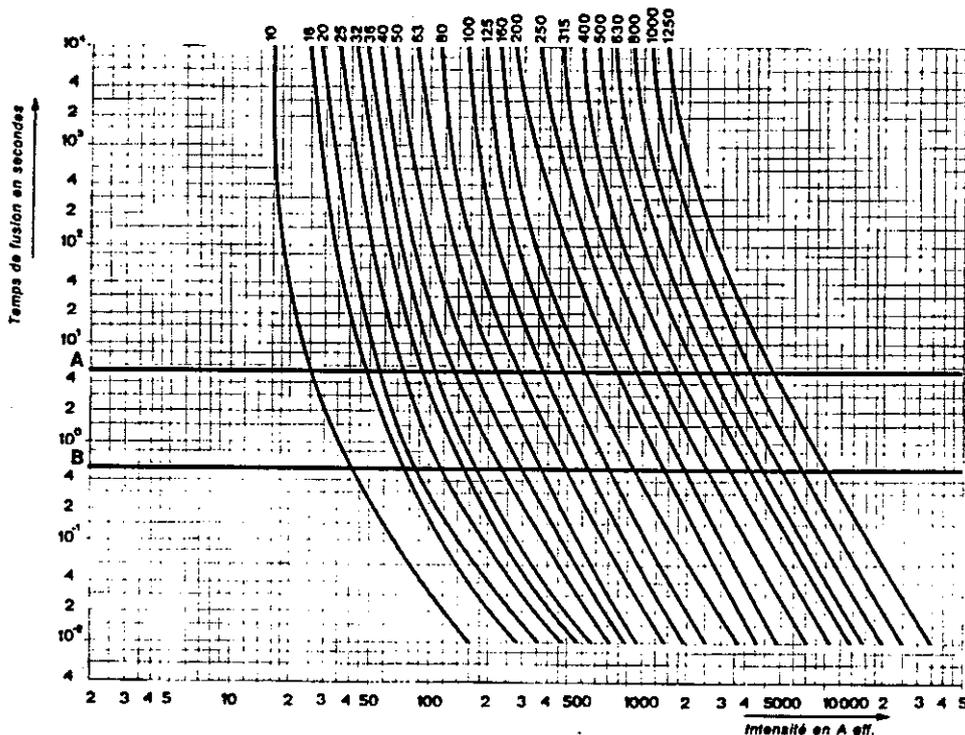


Figure V.13: courbes de fusion de fusibles rapides [V.1]

La ligne supérieure des courbes indique le courant nominal du fusible, la ligne inférieure le courant de court-circuit, le temps de fusion est lu en ordonnée.

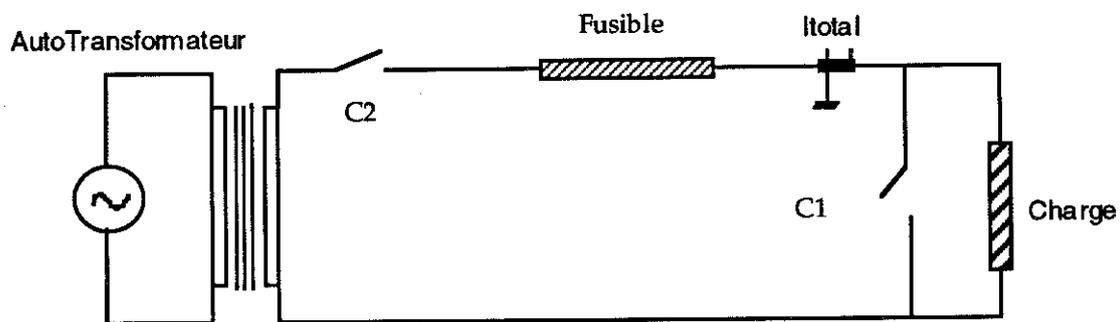
- A est le temps maximum pour la protection contre les courts-circuits pour $m=1$,
- B est le temps maximum pour la protection contre les contacts indirects pour $m = 1$,

$$\text{avec } m = \frac{\text{section du conducteur de phase}}{\text{section du conducteur de protection}}$$

Les temps de fusions, pour des défaut avec une faible impédance de courts-circuits, sont lents, le défaut peut persister plusieurs cycles avant la limitation.

Le courant et la tension sont les mêmes que dans les essais précédents, à savoir $150 V_{\text{eff}}$ et $50 A_{\text{eff}}$. Le calibre du fusible est choisi proche du courant nominal de la ligne : 63 A. Le courant de court-circuit vaut $1360 A_{\text{crête}}$, ce qui représente 20 fois le courant maximum du fusible.

Le schéma de montage est le suivant :



Transformateur d'isolement

Figure V.14 : schéma de montage pour le test d'un fusible

Les résultats d'un court-circuit sont visibles sur la courbe V.15

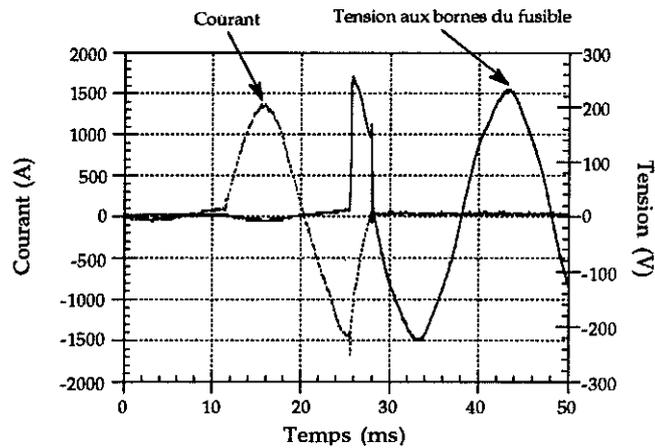


Figure V.15 : résultat des test d'un fusible

Il faut attendre 15 ms entre l'instant du court-circuit et la limitation du défaut par le fusible, le courant décroît en 2 ms. Durant ces deux millisecondes une tension transitoire apparaît aux bornes du fusible correspondant à la résistance de ses éléments en fusion.

La limitation est très lente beaucoup plus qu'avec un limiteur supraconducteur de courant. Pour avoir une limitation aussi rapide il faudrait un calibre de fusible beaucoup plus faible et donc incompatible avec le courant nominal de la ligne.

IV - CONCLUSION

Le limiteur supraconducteur limite efficacement dans un délai très bref bien inférieur à la ms quelque soit le type de défaut.

L'essai sans supraconducteur a permis de montrer le rôle essentiel de celui-ci pour avoir une limitation efficace. L'essai d'un fusible montre la supériorité du limiteur supraconducteur dans la rapidité de limitation. Sans oublier que le limiteur supraconducteur est réutilisable alors que le fusible doit être remplacé après défaut. Un cycle OFO à été fait avec un délai de 4 s pour le premier cycle OF.

Il ressort des tests qu'en cas de défaut sur le supraconducteur, ou destruction ou mise en court-circuit de la bobine, le réseau peut continuer à fonctionner en régime dégradé. Dans le cas d'une mise en court-circuit de la

bobine le courant de limitation sera particulièrement élevé. Il n'y aura ni ouverture complète de la ligne, ni court-circuit franc.

Un tableau résume tous les résultats.

	Pertes	Chute de tension inductive	Limitation symétrique	Limitation asymétrique	temps de limitation
Limiteur supraconducteur	480 W	4,5 %	250 A _{crête}	280 A _{crête}	< 1 ms
Limiteur sans supraconducteur	280 W	4,5 %	580 A _{crête}	700 A _{crête}	< 1 ms
Fusible	Négligeables	Négligeable	Coupure	Coupure	15 ms

Tableau V.16 : comparaison entre un limiteur supraconducteur, une réactance saturable et un fusible

Ce dernier tableau résume complètement le limiteur.

Tension nominale (V_{eff})	150
Courant nominal (A_{eff})	50
Chute de tension inductive ($\%V_N$)	4,5
Courant de limitation ($A_{crête}$)	250
Découplage (V_{eff})	275
Pertes { cuivre (W) fer (W) cryogénique (W)	{ 260 20 200
Dimensions mm*mm*mm	105*160*90
Poids (kg) (circuit magnétique et ses enroulements)	19

Tableau V.17 : résumé du limiteur, valeur expérimentales

L'étude du limiteur s'achève sur ce tableau, le fonctionnement est satisfaisant en comparaison avec d'autres types de limitation, malgré des problèmes diélectriques.

CHAPITRE VI

EXTRAPOLATION A UN LIMITEUR DE TAILLE INDUSTRIELLE



Les conclusions positives tirées de l'étude et des essais de la dernière maquette de limiteur permettent une extrapolation à un appareil de forte puissance. La géométrie retenue est celle, en galettes, du limiteur $150V_{eff}/50A_{eff}$.

I - INTRODUCTION

Le choix du cahier des charges du limiteur correspond à des contraintes usuellement rencontrées en coupure industrielle. Par ailleurs un DASC de taille similaire a été dimensionné [VI.1], des comparaisons avec d'autres systèmes supraconducteurs seront donc possibles. Le dimensionnement est fait pour une phase.

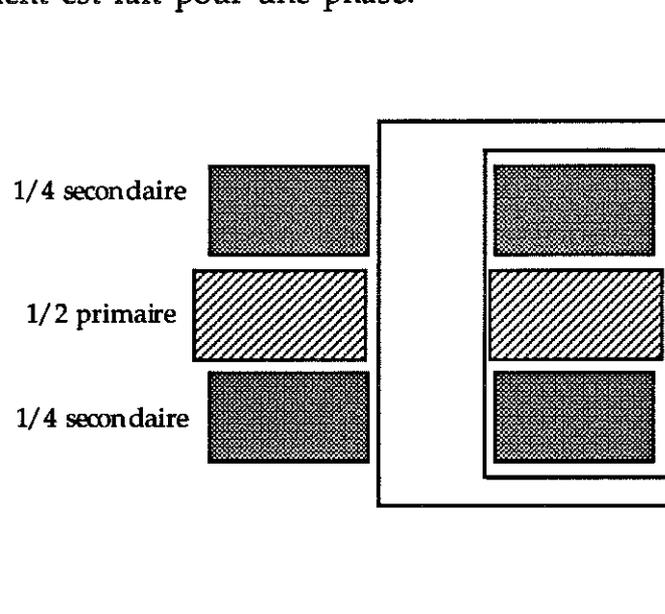


Figure VII.1 : schéma de principe du limiteur

Cahier des charges

- tension nominale : 63 kV, soit 36 kV par phase,
- courant nominal : $1250 A_{eff}$,
- courant de limitation : 5 à $6 \cdot I_n$, soit de 6250 à 7500 A_{eff} ,
- courant de court-circuit : 20 kA_{eff} .

Compte tenu de l'inductance de source, qui détermine le courant de court-circuit l'inductance de limitation vaut : 12,6 mH.

La répartition déséquilibrée des courants entre le primaire et le secondaire est la suivante :

- courant primaire : $1125 A_{eff}$,
- courant secondaire : $125 A_{eff}$.

Le conducteur supraconducteur de la bobine supraconductrice mise en série avec secondaire du circuit magnétique est un 6+1 de type L. Le courant critique de ce conducteur est de $330 A_{crête}$.

La densité de courant dans les deux bobines en cuivre, pour limiter l'échauffement des bobinages primaires et secondaires, vaut $3 A/mm^2$, sans tenir compte des épaisseurs d'isolants.

- { section du conducteur primaire : $375 mm^2$, (cuivre nu)
- { section du conducteur secondaire : $42 mm^2$, (cuivre nu),

II - CIRCUIT MAGNETIQUE

Un calcul analytique est fait en premier lieu permettant de déterminer la section de fer, le nombre de spire de la bobine de limitation et sa géométrie approximative. Une optimisation est faite à l'aide du logiciel FLUX2D.

II.1 Prédimensionnement analytique

Le calcul se fait comme pour les limiteurs précédents, par l'inductance de limitation dans le fer à saturation. L'inductance apparente et le découplage seront pris en compte seulement lors d'un calcul d'optimisation. Les masses de fer et de cuivre ainsi que les pertes mises en jeu dans un limiteur de grande puissance nécessitent l'étude de nombreux paramètres.

Les données sont les suivantes :

- inductance de limitation,
- induction à saturation dans le fer,
- tension source.

Les inconnues sont les suivantes :

- nombre de spires de l'inductance de limitation,
- section de la colonne supportant la bobine de limitation,
- hauteur de la bobines de limitation.

La variable choisie est le nombre de spires de la bobine de limitation.

L'inductance propre d'une bobine est plus faible dans l'air que lorsque elle est montée sur une carcasse magnétique. Il existe un rapport entre l'inductance propre dans l'air et dans le fer d'une bobine qui dépend, de la qualité des tôles magnétiques, et de la forme du circuit magnétique. Le tableau II.9 du chapitre II donne la variation d'inductance pour des bobines utilisées avec les maquettes.

Une extrapolation à partir des résultats des maquettes réalisées donne un facteur 5 entre les inductances propres dans l'air et dans le fer dans le cas de bobines en formes de galettes. Les bobines sont supposées avoir cette géométrie.

Calcul de l'inductance propre dans l'air :

$$L_{\text{air}} = \mu_0 \pi \frac{N^2 D^2}{4 h} \quad \left\{ \begin{array}{l} D : \text{diamètre moyen d'une spire,} \\ N : \text{nombre de spires,} \\ h : \text{hauteur.} \end{array} \right.$$

Le facteur 5 entre les inductances propres dans le fer et dans l'air peut se traduire par une réduction de 5 de la hauteur de la bobine dans le fer.

$$L_{\text{fer}} = 5 \cdot L_{\text{air}} \quad \Rightarrow \quad h_{\text{fer}} = \frac{h_{\text{air}}}{5}$$

Calcul de l'induction dans le fer de section S :

$$B = \frac{V \sqrt{2}}{N \omega S}$$

L'induction est celle de la partie du circuit supportant la bobine primaire.

Les colonnes sont supposées rondes de diamètre D_c , d'où $S = \frac{\pi D_c^2}{4}$

L'induction et l'inductance propre fournissent un système d'équations permettant le dimensionnement.

$$\begin{cases} N D_c^2 = \frac{V \sqrt{2} 4}{\pi \omega B} & (1) \\ \frac{N^2 D_c^2}{h_{\text{Fer}}} = \frac{L_{\text{lim}} 20}{\pi \mu_0} & (2) \end{cases} \quad \begin{cases} L_{\text{lim}} = 12,6 \text{ mH} \\ V = 36000 \text{ V} \\ B = 2 \text{ T} \end{cases}$$

La hauteur et le diamètre de la colonne primaire sont calculés en faisant varier le nombre de spires N . Les bobines primaire et secondaire sont de la même hauteur. Le rapport des sections primaire et secondaire est variable.

- *Masse de cuivre*

Masse de cuivre au primaire :

$$M_{\text{Cu}} = d_{\text{Cu}} L S_{\text{Cu}} \quad \begin{cases} L : \text{longueur de fil,} \\ S_{\text{Cu}} : \text{section du fil,} \\ d_{\text{Cu}} : \text{densité du cuivre.} \end{cases}$$

La longueur de fil est déterminée par le diamètre de la colonne et le nombre de couches de spires. Le nombre de couches de spires est calculé à partir du diamètre du conducteur avec isolant et de la longueur de la bobine.

Le calcul est analogue pour la masse de cuivre au secondaire. Ces deux masses sont sensiblement égales.

- *Pertes cuivre*

Pertes au primaire :

$$P_{\text{Cu}} = I^2 \frac{\rho_{\text{Cu}} L}{S_{\text{Cu}}} \quad \begin{cases} I : \text{courant dans l'enroulement,} \\ L : \text{longueur de fil,} \\ S_{\text{Cu}} : \text{section du fil,} \\ \rho_{\text{Cu}} : \text{resistivité du cuivre.} \end{cases}$$

Les pertes secondaires se calculent de la même façon que les pertes primaires. Les pertes totales sont la somme des pertes.

Les pertes dans la carcasse magnétique sont négligeables, vis à vis des pertes joules, en régime normal l'induction est très faible.

Masse de fer

Les volumes de fer à considérer sont les suivants :

- le volume des barres de retour de flux,
- le volume de chacune des colonnes.

Le volume d'une colonne est déterminé à partir de sa section et des longueurs des bobines ainsi que des espaces d'isolement diélectrique. La section des barres de retour de flux est variable, leur longueur est imposée par le diamètre extérieur des bobines.

Résultats

Pour les calculs, à partir de l'expérience des limiteurs précédents, des choix initiaux ont pu être faits :

- le rapport des sections primaire et secondaire est égal à 1,
- les barres de retour de flux ont une section huit fois plus faible que les colonnes supportant les bobines.

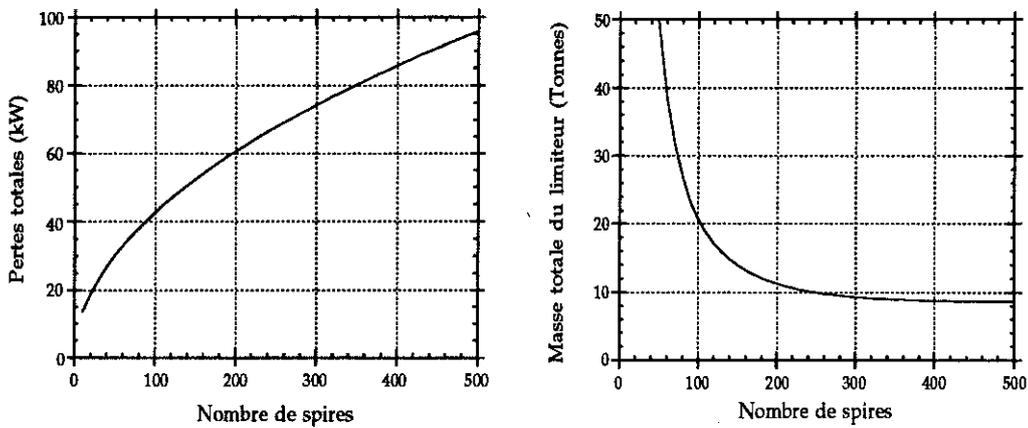


Figure VI.2 : pertes et masse totale en fonction du nombre de spires au primaire

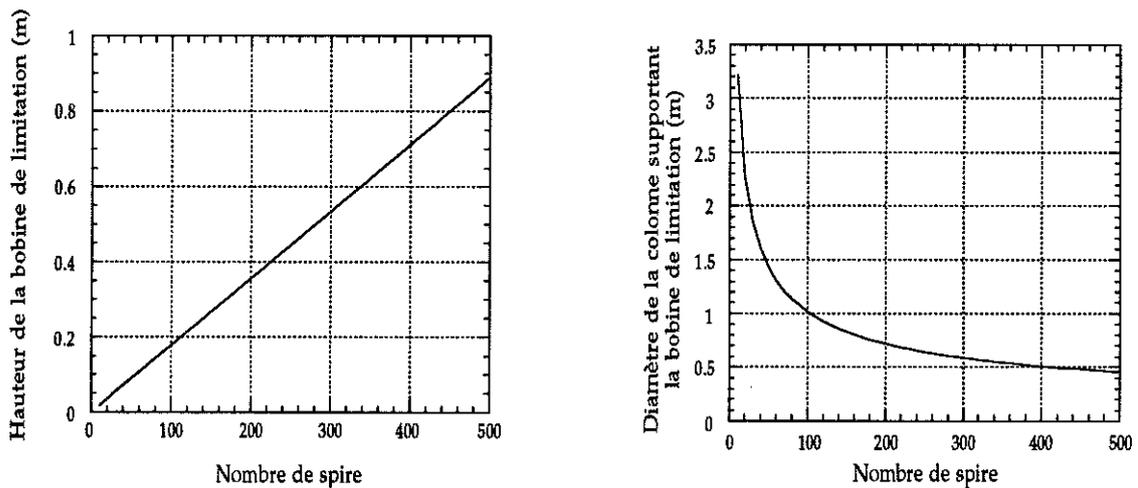


Figure VI.3 : hauteur de la bobine de limitation et diamètre de la colonne la supportant en fonction du nombre de spires de la bobine de limitation

La masse totale décroît avec le nombre de spires primaire car le diamètre de la colonne la supportant diminue, le produit ND^2 est constant (équation (2)). Par contre due à l'augmentation de la longueur de cuivre les pertes augmentent. La hauteur de la bobine augmente linéairement avec le nombre de spires, cette bobine a la forme d'une galette ce qui est conforme à l'hypothèse initiale.

Dans le but de minimiser le poids du limiteur en gardant des pertes à un niveau acceptable le nombre de spires de la bobine primaire est pris égal à 150 ce qui correspond à une masse de 15 T et des pertes de 47 kW.

II.2 Optimisation, dimensionnement définitif

A partir de la géométrie choisie précédemment un calcul d'optimisation, pour obtenir une faible chute de tension et un bon découplage, est fait en faisant varier :

- le rapport des sections primaire et secondaire,
- la taille des barres de retour de flux,
- la profondeur.

Le circuit initial ne sert que de prédimensionnement.

La bobine primaire, de limitation, est constituée de deux galettes de 75 spires chacune ce qui donne un total au primaire de 150 spires. La bobine secondaire est elle constituée de 4 galettes de 338 spires chacune.

Géométrie de base

La section supportant le primaire fait $420 * 1275 \text{ mm}^2$. L'espace d'isolation entre les galettes est de 50 mm. La hauteur de chaque galette primaire vaut 130 mm.

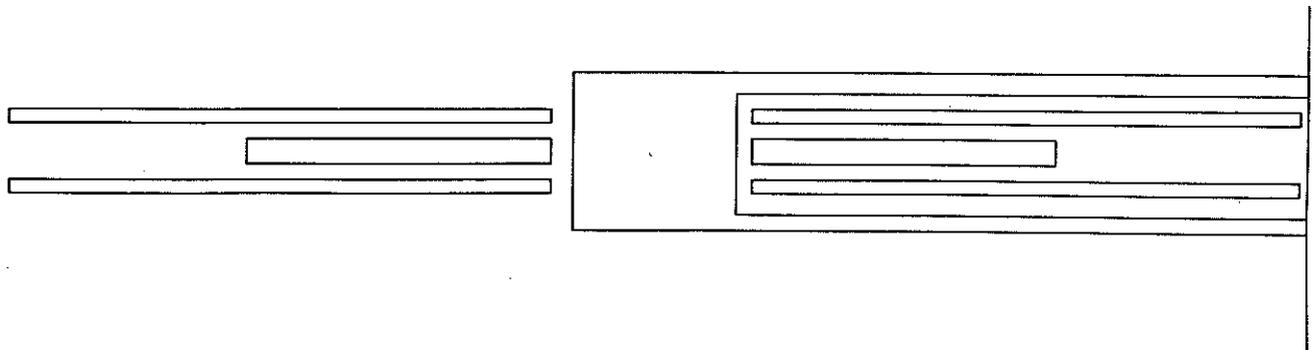


Figure VI.4 : représentation de la géométrie de base sur FLUX2D

Influence du rapport des sections primaire et secondaire

La section primaire est constante, la section secondaire est variable.

Rapport S/P	L_{apparent} (mH, % V_N)	$V_{\text{secondaire}}$ (kV $_{\text{eff}}$)	$I_{\text{limitation}}$ (kA $_{\text{eff}}$)	I_{lim}/I_N
1	2,8 - 3,15	135	5,8	4,6
0,75	3,0 - 3,3	135	6	4,8
0,5	3,3 - 3,6	135	6,4	5,1
0,25	3,6 - 3,9	140	6,9	5,5
0,15	3,8 - 4,15	140	7,1	5,7

Tableau VI.5 : influence de la variation du rapport des sections

- La hauteur des barres de retour de flux est de 100 mm.
- La profondeur du circuit magnétique est de 1275 mm.

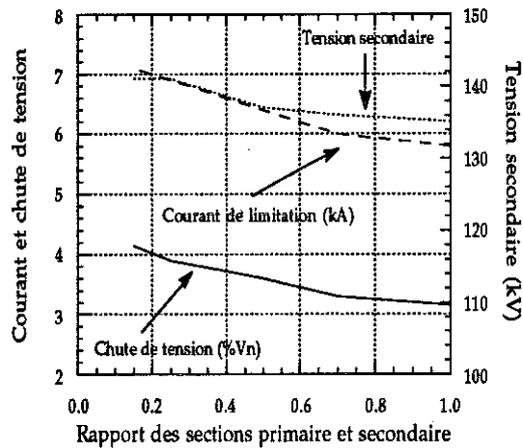


Figure VI.6 : étude de l'influence de la variation du rapport des sections

La variation des paramètres avec la réduction de la section secondaire est faible, beaucoup plus que dans l'étude de la maquette, le sens de variation du courant de limitation est le même, l'écart entre le minimum et le maximum du découplage est par contre trop faible pour définir un sens de variation. Le rapport de section choisi est un pour des raisons de facilité de construction dans la mesure ou choisir un autre rapport n'apporte quasiment rien.

Influence de la taille des barres de retour de flux

Hauteur des barres (mm)	L_{apparent} (mH, % V_N)	$V_{\text{secondaire}}$ (kV $_{\text{eff}}$)	$I_{\text{limitation}}$ (kA $_{\text{eff}}$)	I_{lim}/I_N
200	3 - 3,3	184	4,3	3,5
100	2,9 - 3,1	136	6,1	5
50	2,8 - 3,0	102	7,2	5,7

Tableau VI.7 : influence de la variation de la taille des barres de retour de flux

- Le rapport des sections primaire et secondaire est de 1.
- La profondeur du circuit magnétique est de 1275 mm.

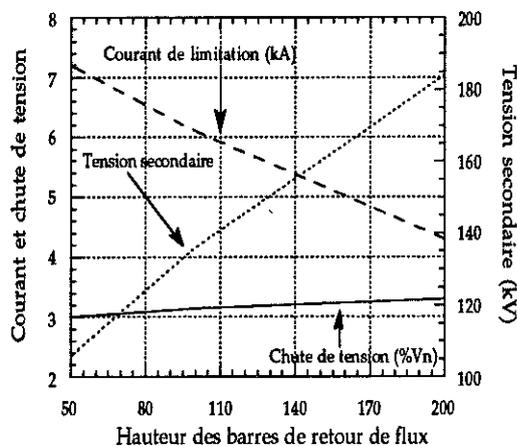


Figure VI.8 : étude de l'influence de la variation de la taille des barres de retour de flux

Comme dans la maquette de limiteur l'influence des barres de retour de flux est faible sur l'inductance apparente. Une diminution des barres permet de mieux découpler, la limitation n'est pas trop amoindrie par cette réduction. Les écarts entre les minima et les maxima sont relativement faibles. Les barres de 50 mm permettent les gains les plus intéressants.

Influence de la variation de la profondeur

Profondeur (mm)	$L_{apparent}$ (mH, % V_n)	$V_{secondaire}$ (kV $_{eff}$)	$I_{limitation}$ (kA $_{eff}$)	I_{lim}/I_n
2000	3,9 - 4,2	280	1,9	1,5
1275	2,8 - 3	102	7,2	5,7
700	2,5 - 2,7	100	15	12

Tableau VI.9 : influence de la profondeur du circuit magnétique

- La hauteur des barres de retour de flux est de 50 mm.
- Le rapport des sections primaire et secondaire est de 1.

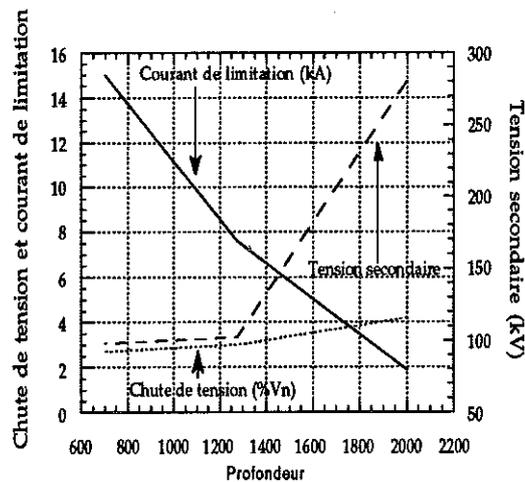


Figure VI.10 : étude de l'influence de la profondeur du circuit magnétique

Diminuer la profondeur du circuit magnétique influe peu sur le découplage et la chute de tension mais par contre pénalise gravement la limitation. A l'inverse augmenter la profondeur du circuit magnétique permet une limitation particulièrement efficace mais le découplage est très médiocre. La profondeur choisie initialement est la plus satisfaisante, elle répond le mieux au cahier des charges.

Découplage maximal

Un circuit sans fer à été calculé, le rapport de section est unité, ses caractéristiques correspondent au circuit de base. La tension secondaire vaut 71,5 kV_{eff}.

II.3 Conclusion

Ce tableau reprend les caractéristiques les plus intéressantes de l'étude précédente.

Profondeur (mm)	Rapport S/P	Hauteur des barres (mm)	L _{apparent} (mH, %V _n)	V _{secondaire} (kV _{eff})	I _{limitation} (kA _{eff})	I _{lim} /I _n
1275	1	50	2,8 - 3	102	7,2	5,7

Tableau VI.11 : tableau récapitulatif des meilleurs résultats

Les principales conclusions vont dans le même sens que pour l'étude de la maquette : pour des facilités de construction il vaut mieux prendre un rapport de section unité, la taille des barres de retour de flux doit être faible. Le découplage est proche du découplage sans fer. Ceci donne un circuit dont les caractéristiques complètes sont reprises dans le tableau suivant.

V _n (kV)	36
I _n (A)	1250
I _{lim} (A)	7200
Chute de tension (% V _n)	3 %
Masse totale (Tonnes)	8
Dimensions (m*m*m)	5,2*5*0,5
Pertes (kW)	45
Découplage (V _n =36 kV)	V _s = 102 kV *

Tableau VI.12 : tableau récapitulatif des meilleurs résultats

- * V_s vaut 324 kV_{eff} sans découplage

Ce dimensionnement est fait pour une phase. La chute de tension est inférieure à 5% de la tension nominale, le courant de limitation vaut 5,8 fois le courant nominal, la tension secondaire vaut 102 kV au lieu de 324 kV sans découplage.

Le dessin suivant donne la répartition des équiflux en régime de limitation.

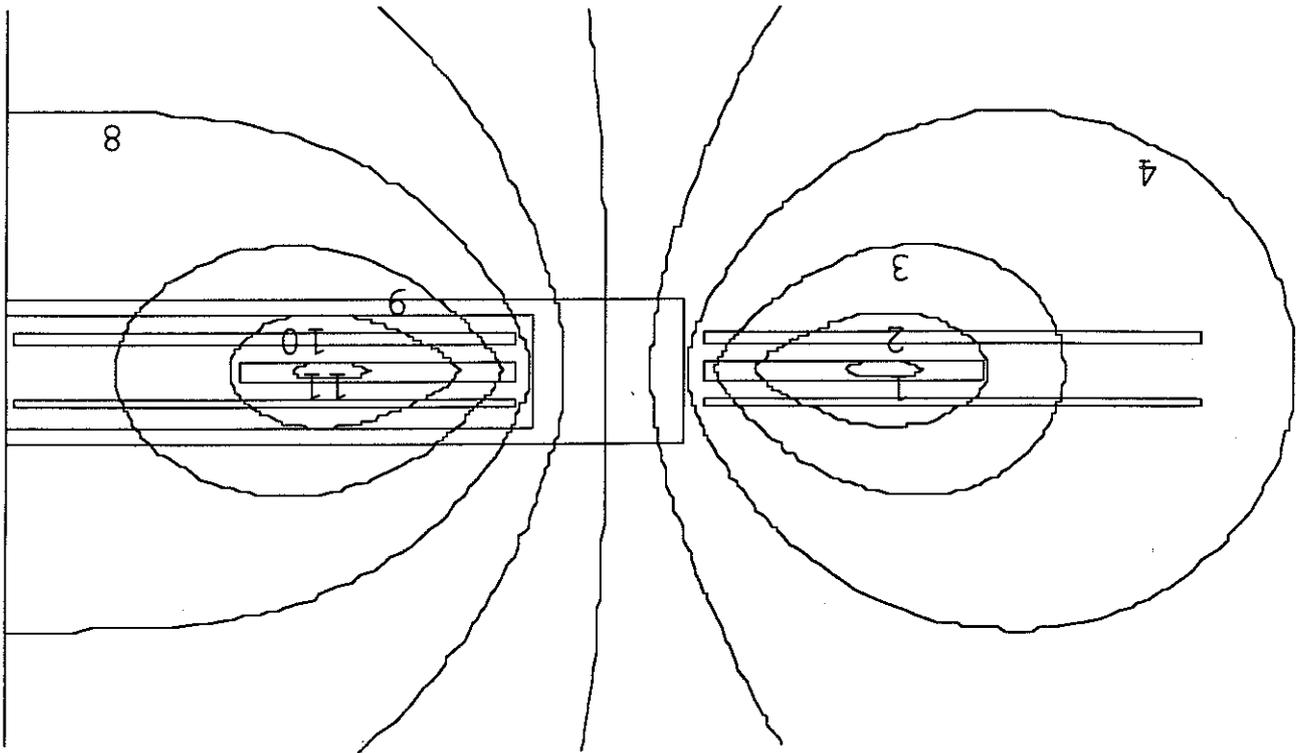


Figure VI.13 : équiflux en régime de limitation

Il faut maintenant et avant de conclure étudier le deuxième élément du limiteur, la bobine supraconductrice.

III - BOBINE SUPRACONDUCTRICE ET SON CRYOSTAT

Dans son principe la bobine est constituée de deux solénoïdes coaxiaux bobinés en sens inverse et mis en parallèle. Le conducteur, un "(6+1) L", est formé de 6 brins supraconducteurs de type "L" (Tableau IV.1) torsadés autour d'un brin central non supraconducteur. Le courant seuil du limiteur vaudra $3300 A_{crête}$.

III.1 Problèmes diélectriques

Les problèmes diélectriques ont été quasiment absents de nos maquettes en raison de la faible tension de travail, par contre sur un limiteur industriel il est loin d'en être de même.

La rigidité diélectrique de l'hélium gazeux sous une pression de une atmosphère est particulièrement médiocre : elle vaut à peine 500 volts par mm ; or en cas de transition les couches de la bobine supraconductrice vont

être entourées d'une pellicule gazeuse. L'échauffement du conducteur provoque la vaporisation de l'hélium autour de lui.

Deux solutions sont possibles, la première consiste à prendre des distances d'isolations suffisantes, c'est la méthode utilisée pour dimensionner cette bobine, la seconde consiste à utiliser l'hélium dans des conditions particulières de pression et de température.

L'hélium supercritique sous une pression de six atmosphères [VI.2,3] possède des propriétés diélectriques bien meilleures que les huiles de transformateur, les espaces d'isolation peuvent donc être réduits. Les huiles pour transformateur ont une rigidité diélectrique de 20 kV/mm environ, dans le cas de l'hélium supercritique cette valeur s'élève à 45 kV/mm, la rigidité diélectrique dans l'hélium gazeux est 100 fois plus faible. La figure VI.15 donne la rigidité diélectrique de l'hélium liquide.

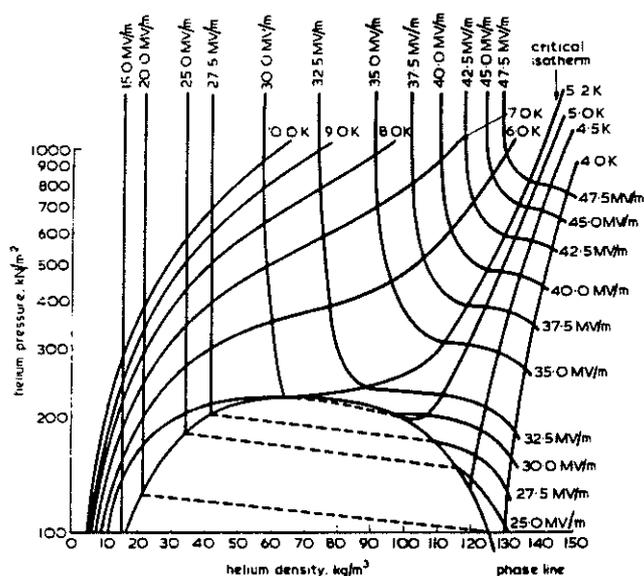


Figure VI.15 : rigidité diélectrique de l'hélium [VI.4]

III.2 Géométrie

La distance entre les deux solénoïdes est de 3 mm pour des raisons d'isolation.

La longueur de conducteur pour réaliser la bobine supraconductrice est déterminée par la tension à tenir entre chaque couche et entre chaque spire pour éviter le contournement du fil par un arc. La bobine en cas de transition baignera dans une pellicule d'hélium gazeux.

III.3 Pertes cryogéniques

Il faut distinguer les pertes en régime permanent et les pertes en cas de transition de la bobine.

III.3-1 Pertes en régime permanent

Les pertes en régime permanent sont de trois sortes : les pertes du cryostat, les pertes des amenées de courant ainsi que les pertes de la bobine supraconductrice.

- *Cryostat*

Le cryostat [VI.3] à les dimensions suivantes :

- hauteur intérieure : 1,09 m
- diamètre extérieur : 1,4 m

Le diamètre et la hauteur permettent de tenir la tension en cas de défaut entre le dernier enroulement et la paroi intérieure du cryostat.

La capacité du cryostat est de 1100 litres, le taux de pertes est inférieur à 0,5 %, soit 5,5 litres par jour ceci représente 164 mW de pertes.

- *Amenées de courant*

Dans le cas d'amenées de courants parfaitement refroidies les pertes sont de 1mW par ampère. Le courant en régime permanent est de 125 A, on obtient donc 250 mW.

- *Bobine supraconductrice*

Les pertes sont données par le constructeur en W/m^3 , sous faible champ dans le cas d'un conducteur de type "(6+1) L" dans le cas d'un faible rapport I/I_c (0,2), ces pertes valent $1 kW/m^3$, pour cette bobine compte tenu du volume de supraconducteur, elles vaudront 1,8 W.

Les pertes totales en régime permanent vont donc s'élever à environ 2,2 W soit 75 litres par jour. Ramenée à l'ambiante avec un coefficient de liquéfaction de 3000 elles s'élèvent à 6,8 kW.

III.3-2 Pertes en régime de défaut

La ligne est ouverte un cycle après le défaut, temps durant lequel sera dissipée une énergie dans le supraconducteur.

La tension aux bornes de la bobine supraconductrice vaut 142 kV_{eff}, la résistance linéique du "(6+1) L" vaut 1,9 Ω/m. Le calcul est fait avec l'approximation que la totalité de la bobine à instantanément transitée. L'énergie dissipée vaut : 92 kJ, ceci correspond à une vaporisation de 37 litres d'hélium soit sensiblement deux fois moins que la consommation journalière en régime permanent.

IV - CONCLUSION

Le circuit magnétique permet de réduire de 60% en valeur efficace les surtensions aux bornes du supraconducteur, la chute de tension est faible et la limitation est efficace. Les pertes de la bobine supraconductrice sont relativement faibles vis à vis des pertes cuivres. Un tableau compare deux types de solutions : celle-ci et un DASC.

	Limiteur à couplage variable	DASC	Limiteur résistif
Tension nominale	36 kV _{eff}	36 kV _{eff}	36 kV _{eff}
Courant nominal	1250 A _{eff}	1250 A _{eff}	1250 A _{eff}
Chute de tension	3 %V _n	14,5 %V _n (2)	negligeable
Courant seuil	3300 A _{crête}	5300 A _{crête}	3000 A _{crête}
Courant de limitation	7200 A _{crête}	5300 A _{crête}	3000 A _{crête}
Conducteur supraconducteur	"(6+1) L"	"6*(6+1)+1 L"	"6*(6+1)+1 L"
Répartition des courants	9:1	4:1	
Pertes { cuivre fer cryogénie	{ 45 kW 1 kW 6,8 kW(1)	{ 52 kW	20 kW(1)
Consommation d'hélium	75 l/j	750 l/j	240 l/j
Masse circuit magnétique	6 Tonnes	25 Tonnes	
Masse cuivre	2 Tonnes	2,5 Tonnes	
Masse supraconducteur	15 kg	65 kg	12 kg
Dimensions	5,2*5*0,5 m*m*m	3*1,5*2 m*m*m	

- (1) ramenées à température ambiante
- (2) par un montage en galettes cette valeur peut être réduite à 7%

Figure VI.17 : comparaison entre le DASC et le limiteur à couplage variable

Le limiteur à couplage variable présente un certain nombre d'avantage. Le poids du DASC est beaucoup plus élevée ainsi que sa chute de tension, par ailleurs s'il résout, en cas de transition massive, les problèmes de surtensions, il ne résout pas les problèmes d'échauffement du supraconducteur. En effet compte tenu du rapport quatre entre les nombres de spires primaire et secondaire du DASC les pertes s'élèvent à $(4V)^2/R$

valeur équivalente à notre solution $(3,8V)^2/R$ compte tenu du découplage. D'un point de vue diélectrique les contraintes sur le DASC sont moins sévères. Le limiteur à couplage variable est préférable.



CONCLUSION

L'étude est à présent achevée après la construction d'une maquette de limiteur et l'extrapolation à un système de taille industrielle. Le principal intérêt de ce type de limiteur est qu'il réunit trois fonctions dans un seul organe, parfaitement statique : la détection de défaut, le donneur d'ordre et la limitation. Cette limitation naturelle existe grâce aux propriétés des matériaux supraconducteurs. Le dernier des avantages de ces limiteurs est leur très grande rapidité.

Les idées développées pour la réalisation de cette maquette ont pu être vérifiées expérimentalement. En effet les circuits à galettes superposées représentent le meilleur compromis entre une limitation efficace, une faible chute de tension et un bon découplage des enroulements primaire et secondaire en cas de défaut.

Les essais ont permis de vérifier que la limitation était efficace dans tous les cas de figures, la chute de tension est faible et le découplage en valeur efficace correct. Les prochaines études doivent porter sur de nouvelles formes de circuit magnétique, comme par exemple des tores. Les conditions de propagation d'une transition ainsi que le refroidissement du supraconducteur après la transition ont besoin d'être approfondis.

Le dimensionnement d'un limiteur de taille industrielle a permis de voir l'intérêt de notre structure. Un système de forte puissance n'a pas une chute de tension plus importante qu'une maquette avec une réduction importante du courant de court-circuit et des surtensions supportées par le supraconducteur.

L'étude des solutions possibles pour limiter le courant montre qu'il existe 3 seuils correspondant aux chutes de tensions acceptables. Pour des chutes de tension de l'ordre de 1 % un limiteur supraconducteur de type résistif semble le mieux approprié, dans une gamme allant de 3 à 5 % le limiteur actuellement étudié peut répondre à cette exigence, au delà de 5 % une bobine de limitation seule, non supraconductrice, *linéaire*, suffit. Dans la gamme de 3 à 5 %, il semble qu'une solution de type limiteur inductif avec supraconducteur soit la plus envisageable.

REFERENCES

CHAPITRE I

- [I.1] *Supraconducteurs* ; Y. BRUNET ; Collection Technique de l'Ingenieur, traité Génie électrique.
- [I.2] *NbTi wires with ultra -fine filament for 50-60 Hz use : influence of the filament diameter upon losses* ; P. DUBOTS, A. FEVRIER, J.C. RENARD, J.P. TAVERGNIER, J. GOYER, H.G. KY : IEEE Trans-mag. Vol 21 (1985), 177
- [I.3] *Magnetization and critical current density of ultra-fine multifilamentary superconducting wires* ; P. ESTOP, J.P. TAVERGNIER, C. AGNOUX, A. FEVRIER ; IEEE Trans-mag, vol 27 (1991), 2170-2173
- [I.4] GEC-Alsthom, DEA de Belfort, 3,avenue des trois chènes 90018 Belfort Cedex
- [I.5] *Fault current limiters an overview of EPRI research* ; V.H. TAHILIANI, J.W. PORTER ; IEEE Trans Vol PAS 99 (1980),1964-1969.
- [I.6] *Protection des réseaux généralités* ; C. CORROYER ; Collection Technique de l'Ingenieur, traité Génie électrique.
- [I.7] *Current limiting device - A utility's need* ; C.A. FALCONE, J.E. BEEHLER, W.E. MEKOLITES, J. GRZAN ; IEEE Trans PAS 93 (1974), 1768 - 1775
- [I.8] *Fault current limiting reactor with superconducting DC bias winding* ; B.P. RAJU, K.C. PARTON, T.C. BARTRAM ; CIGRE, session 1982.
- [I.9] *Etude et réalisation d'un disjoncteur statique limiteur pour réseau alternatif 660 Volts/100 A* ; G. de PALMA ; Thèse, INSA Lyon 1992
- [I.10] *A superconducting fault-current limiteur* ; K.E. GRAY, D.E. FOWLER ; Journal of Applied Physics, 49(4), April 1978, 2546-2550.

- [I.11] *25 kV superconducting fault current limiteur* ; T. VERHAEGE, J.P. TAVERNIER, A. FEVRIER, Y. LAUMOND, M. BEKHALED, M. COLLET, V.D. PHAM ; Proceedings MT 11, Tsukuba, sept. 1989, Vol 1, 413-118
- [I.12] *Experimental 7,2 kV_{rms}/1 kA_{rms}/3 kA_{peak}* ; T. VERHAEGE, J.P. TAVERNIER, C. AGNOUX, C. COTTEVIEILLE, Y. LAUMOND, M. BEKHALED, P. BONNET, M. COLLET, V.D. PHAM ; Proceedings ASC, august 1992, Chicago
- [I.13] *Test of superconducting AC fault current limiteur* ; D. ITO, E.S. YONEDA ; Proceedings MT11, Tsukuba, sept. 1989, Vol 1, 449-454
- [I.14] *Development of 6,6 kV/1,5 kV-class superconducting fault current limiteur* ; D. ITO, K. TSURUNAGA, T. TADA, T. HARA, T. OHKUMA, T. YAMOTO ; IEEE Trans-mag. Vol 28 (1992), 438-441
- [I.15] *Electrotechnique Supraconductrice* ; C. HUVE, Y. LAUMOND, A.FEVRIER ; 2^{ième} journées de cryogénie, Aussois 1986
- [I.16] *Small scale experiments on static devices using A.C. superconductors* ; Y. BRUNET, P. TIXADOR ; Electric Power Systems Research, 12, 1987, pp 149-153 .
- [I.17] *Design considerations for an inductive high T_c superconducting fault current limiter* ; LS.FL EISHMAN, Yu.A. BASHKIROV, H. MUNGER, Y. BRISSETTE, J.R. CAVE ; ASC 1992
- [I.18] *Assesement study of superconducting fault-current limiters operating at 77 K* ; R.F. GIESE, M.RUNDE ; IEEE Power Engineering Society, Seattle, july 1992
- [I.19] *Limiteur de courant hybride* ; V.D. PHAM, J.P. DUPRAZ, M. COLLET, Y. BRUNET, P. TIXADOR ; brevet 90 052 06.
- [I.20] *Limiteur de courant hybride* ; V.D. PHAM, J.P. DUPRAZ, M. COLLET, Y. BRUNET, P. TIXADOR ; brevet 90 074 27.

[I.21] *Limiteur de courant à bobine supraconductrice ; P. TIXADOR, V.D. PHAM ; brevet 90 033 98.*

[I.22] *Hybrid superconducting AC fault current limiter principle and previous studies ; P. TIXADOR, Y. BRUNET, J. LEVEQUE, V.D. PHAM, IEEE Trans-mag. Vol 28 (1992), 446-449*

CHAPITRE II

[II.1] *The utility requirements for a distribution fault current limiter ; P.G. SLADE, J.L. WU, E.J. STACEY, W.F. STUBLER, R.E. VOSHALL, J.J. BONK, J. PORTER, L. HONG ; IEEE Trans. on power delivery, Vol 7, N°2 (1992), 507-515.*

[II.2] *Couplage des équations électriques et magnétiques ; P. LOMBART, Thèse, INP Grenoble 1992*

CHAPITRE III

[III.1] *Introduction à l'électrotechnique approfondie ; J.LESENNE, F. NOTELET, G. SEGUIER ; Collection Technique et documentation*

[III.2] *Calcul et construction des machines électriques statiques ; M.J. DORMONT, cours E.S.E.*

CHAPITRE IV

[IV.1] *Quench propagation in a superconducting coil with a high-resistivity matrix wire ; F. van OVERBEEKE, A.A. OLDENBURGER, A. VISSER, L.J.M. van de KLUNDERT, Proceedings ICEC-11, Berlin, april 1986.*

[IV.2] *Superconducting magnet ; Martin N. WILSON, Oxford science publication.*

[IV.3] *Very rapid apparent normal zone propagation velocity in ac superconducting coils ; E.S. YONEDA, D. ITO ; Proceedings MT 11, Tsukuba, sept. 1989, Vol 2, 1096-1101.*

CHAPITRE V

[V.1] Documentation technique Unelec

CHAPITRE VI

[VI.1] M. BEKHALED, communication privée

[VI.2] *Dielectric strength of gaseous and liquid insulants at low temperatures* ; J. GERHOLD ; CIGRE Symposium, Vienne 1987.

[VI.3] *Application of superconducting technology to power transformer* ; M.L. BARTON, J.H. MURPHY ; IEEE, Vol PAS-100, N° 7 july 1981, 3398-3407.

[VI.4] *Dielectric breakdown of cryogenic gases and liquids* ; J. GERHOLD ; CRYOGENICS, october 1979, 571-584.

[VI.5] *Documentation technique "reservoir hélium"* ; Cryo Diffusion

TABLE DES FIGURES ET TABLEAUX

CHAPITRE I

INTRODUCTION A LA COUPURE DE COURANT EN ALTERNATIF

Figure I.1 : surface critique des supraconducteurs

Figure I.2 : induction en fonction du champ pour des matériaux de type I et II

Tableau I.3 : matériaux supraconducteurs

Figure I.4 : structure d'un brin supraconducteur

Tableau I.5 : brins supraconducteurs alternatifs

Figure I.6 : photo d'une coupe d'un fil limiteur (filaments de 0,2 mm)

Figure I.7 : schéma d'une ligne

tableau I.8 : statistique des défauts [I.6]

Figure I.9 : schéma d'une réactance saturable avec enroulement supraconducteur continu

Figure I.10 : fonctionnement de la réactance saturable

Figure I.11 : avantages et inconvénients de diverses protections classiques

Figure I.12 : situation d'un limiteur sur une ligne

Figure I.13 : Différentes étapes dans la coupure d'un courant de défaut par un limiteur

Figure I.14 : limiteur résistif

Figure I.15 : limiteur inductif

Figure I.16: limiteur inductif en cas de défaut

Figure I.17 : limiteur à cryogénie externe

Figure I.18 : DASC

Figure I.19 : limiteur utilisant les HTC

Figure I.20 : limiteur à couplage variable

Figure I.21 : circuit en limitation

CHAPITRE II

CIRCUIT MAGNETIQUE - GENERALITES

Figure II.1: limiteur dans un montage transformateur

Figure II.2 : limiteur en fonctionnement réel

Figure II.3 : limiteur avec le secondaire ouvert

Figure II.4 : représentation du limiteur en cas de défaut

Figure II.5 : exemple de découplage

Figure II.6 : caractéristique de tôles magnétiques de qualité M6

Figure II.7 : perméabilité en fonction de l'induction dans les tôles magnétiques

Figure II.8 : schéma de mesure des constantes de temps des tôles magnétiques

Tableau II.9 : mesure de constantes de temps de réaction de tôles magnétiques

Tableau II.10 : temps de réponse pour diverses épaisseurs

Tableau II.11 : présentation de rapport d'inductance entre des bobines dans l'air et dans le fer saturé

CHAPITRE III

CIRCUIT MAGNETIQUE - DIFFERENTES CONFIGURATIONS

Figure III.1 : circuit magnétique saturable à 3 colonnes

Figure III.2 : schéma électrique équivalent

Figure III.3 : variation de l'inductance de limitation et du découplage à saturation et variation de l'inductance apparente avec l'entrefer

Figure III.4 : principe du circuit magnétique à deux colonnes

Figure III.5 : représentation du circuit à saturation sur FLUX2D

Figure III.6 : schéma de principe du limiteur

Figure III.7 : photo du circuit magnétique

Figure III.8 : caractéristique courant-tension des bobines primaire, secondaire et du limiteur

Figure III.9 : tension secondaire en fonction de la tension primaire

Tableau III.10 : tableau des résultats

Figure III.11 : représentation de la bobine autour d'une colonne

Tableau III.12 : comparaison du circuit avec les deux bobines primaires

Tableau III.13 : influence de l'écartement sur l'inductance de fuite (calculs)

Tableau III.14 : influence de μ_r sur l'inductance de fuite

Figure III.15 : principe du circuit à galettes

Figure III.16: représentation de deux galettes

Figure III.17 : limiteur à galettes superposées

Figure III.19 : photo du circuit magnétique

Figure III.20 : caractéristique courant-tension de la bobine de limitation et du limiteur

Figure III.21 : tension secondaire en fonction de la tension primaire

Tableau III.22 : tableau des résultats

Figure III.23 : représentation du circuit à saturation sur FLUX2D

Figure III.24 : principe du circuit magnétique symétrique

Tableau III.25 : comparaison du limiteur actuel et du futur limiteur

Figure III.26 : représentation du circuit à saturation sur FLUX2D

Tableau III.27 : variation du rapport des sections

Figure III. 28 : étude de la variation du rapport des sections

Tableau III.29 : variation de la taille des barres de retour de flux

Figure III.30 : étude de la variation de la taille des barres de retour de flux

Tableau III.31 : variation de la profondeur

Figure III.32 : étude de la variation de la profondeur du circuit magnétique

Tableau III.33 : tableau des récapitulatif des meilleurs résultats

Tableau III.34 : étude sans circuit magnétique

Tableau III.35 : résultats des calculs

Tableau III.36: caractéristiques du limiteur

Figure III.37: schéma du limiteur

Tableau III.38 : photo du circuit magnétique

Tableau III.39 : caractéristiques des bobines

Figure III.40 : essai du circuit magnétique définitif

Figure III.41 : caractéristique courant-tension de la bobine de limitation et du limiteur

Figure III.42 : tension secondaire en fonction de la tension primaire

Tableau III.43 : comparaisons entre les mesures et les résultats FLUX2D

Tableau III.44 : puissance dissipée dans le limiteur

Tableau III.45 : pertes joules

Figure III.46 : courant-tension aux bornes du limiteur

CHAPITRE IV BOBINE SUPRACONDUCTRICE

Tableau IV.1 : présentation des conducteurs utilisés pour les mesures

Figure. IV.2 : enthalpie volumique du Brin SC L de GEC ALSTHOM

Figure IV.3 : vitesse de propagation adiabatique d'un front chaud

Figure IV.4 : schéma de mesure

Figure IV.5 : mesure d'une vitesse de propagation

Figure IV.6: longueur "normale" fonction de l'énergie dissipée

Figure IV.7: exemple de vitesse de propagation pour une bobine faite en CCN 14 000

Figure IV.8 : refroidissement d'un brin L pour plusieurs épaisseurs e d'isolant - valeurs en mm -

Figure IV.9 : solénoïdes en série, bobinés dans le même sens

Figure IV.10 : solénoïdes en parallèle, bobinés en sens inverse

Figure IV.11 : enthalpie en J/m en fonction de la température du fil (le fil est identique à celui de la figure IV.2)

Figure IV.12 : coupe de la bobine supraconductrice

Tableau IV.13 : caractéristiques de la bobine supraconductrice du limiteur

Figure IV.14 : photographie de la bobine supraconductrice

CHAPITRE V TESTS DU LIMITEUR

Figure V.1 : schéma de montage du limiteur

Figure V.2 : courant et tension aux bornes du limiteur en régime permanent

Figure V.3 : bobine supraconductrice sur son support

Figure V.4 : photo de la plate-forme d'essai au CERDA

Figure V.5 : essai asymétrique avec une inductance de source peu inductive

Figure V.6: résistance, puissance et courant dans le supraconducteur après la transition

Figure V.7 : essai asymétrique avec une bobine supraconductrice à courant critique élevée

Figure V.8 : essai symétrique avec une impédance de source fortement inductive

Figure V.9 : réalisation d'un cycle OFO

Figure V.10 : fonctionnement en régime dégradé du limiteur

Figure V.11 : essai symétrique sans supraconducteur

Figure V.12 : essai asymétrique sans supraconducteur

Figure V.13: courbes de fusion de fusibles rapides [V.1]

Figure V.14 : schéma de montage pour le test d'un fusible

Figure V.15 : résultat des test d'un fusible

Tableau V.16 : comparaison entre un limiteur supraconducteur, une réactance saturable et un fusible

Tableau V.17 : résumé du limiteur, valeur expérimentales

CHAPITRE VI EXTRAPOLATION A UN LIMITEUR DE TAILLE INDUSTRIELLE

Figure VII.1 : schéma de principe du limiteur

Figure VI.2 : pertes et masse totale en fonction du nombre de spires au primaire

Figure VI.3 : hauteur de la bobine de limitation et diamètre de la colonne la supportant en fonction du nombre de spires de la bobine de limitation

Figure VI.4 : représentation de la géométrie de base sur FLUX2D

Tableau VI.5 : influence de la variation du rapport des sections

Figure VI.6 : étude de l'influence de la variation du rapport des sections

Tableau VI.7 : influence de la variation de la taille des barres de retour de flux

Figure VI.8 : étude de l'influence de la variation de la taille des barres de retour de flux

Tableau VI.9 : influence de la profondeur du circuit magnétique

Figure VI.10 : étude de l'influence de la profondeur du circuit magnétique

Tableau VI.11 : tableau récapitulatif des meilleurs résultats

Tableau VI.12 : tableau récapitulatif des meilleurs résultats

Figure VI.13 : équiflux en régime de limitation

Figure VI.14 : rigidité diélectrique de l'hélium [VI.4]

Figure VI.15 : représentation des couches de la bobine

Figure VI.16 : comparaison entre le DASC et le limiteur à couplage variable

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION

CHAPITRE I

INTRODUCTION A LA COUPURE DE COURANT EN ALTERNATIF

I-LES MATERIAUX SUPRACONDUCTEURS

- I.1 Propriétés fondamentales
- I.2 Matériaux et conducteurs

II-LA COUPURE DE COURANT

- II.1 Principe de la coupure de courant dans le cas d'un réseau alternatif
 - II.1-1 L'organe de coupure idéal
 - II.1-2 Equation d'une ligne
 - II.1-3 Energie dissipée à la coupure
- II.2 Cycles OFO
 - II.2-1 Disjoncteur
 - II.2-2 Limiteurs "classiques"
 - II.2-2a Fusibles
 - II.2-2b Réactance saturable avec enroulement supraconducteur
 - II.2.2c Dispositifs électroniques
- II.3 Conclusions

III-PRINCIPE ET INTERET D'UN LIMITEUR SUPRACONDUCTEUR

- III-1 Principe des limiteurs supraconducteurs
- III.2 Pertes cryogéniques
- III.3 Deux types de limiteurs
 - III.3-1 Limiteur résistif
 - III.3-2 Limiteur inductif
 - III.3-2a Solution à cryogénie interne
 - III.3-2b Solution à cryogénie externe
 - III.3-3 Disjoncteur alternatif supraconducteur (DASC)
 - III.3-5 Limiteur à supraconducteur à haute température critique
 - III.3-6 Limiteur inductif à couplage variable

CHAPITRE II

CIRCUIT MAGNETIQUE - GENERALITES

I-ROLE ET PRINCIPE DU CIRCUIT MAGNETIQUE

II-NOTATIONS

- II.1 Enroulements primaire et secondaire
- II.2 Inductance de fuite
- II.4 Découplage
- II.5 Inductance de limitation

III-DECOUPLAGE ET SURTENSIONS

IV-CAHIER DES CHARGES

V-CHOIX DES TOLES DU CIRCUIT MAGNETIQUE

VI-METHODES DE CALCUL

- VI.1 Méthode analytique
 - VI.1-1 Calcul à partir d'une courbe B(H)
 - VI.1-2 Extrapolation à partir d'un calcul dans l'air
- VI.2 Méthode numérique
 - VI.2-1 FLUX2D "classique"
 - VI.2-2 FLUX2D couplé avec CIRCUIT
 - VI.2-3 FLUX3D

CHAPITRE III

CIRCUIT MAGNETIQUE - DIFFERENTES CONFIGURATIONS

I-CIRCUIT A TROIS COLONNES

- I.1 PrÉsEntation
- I.2 Calculs
- I.3 Conclusions

II-CIRCUIT A DEUX COLONNES

- II.1 PrÉsEntation
- II.2 Calculs analytiques et numériques
- II.3 ModÈle expÉrimental

- II.4 Influence de divers paramètres
- II.5 Conclusions

III-CIRCUIT A GALETTES SUPERPOSEES

- III.1 Présentation
- III.2 Calculs
- III.3 Modèle expérimental préalable
- III.4 Optimisation
- III.5 Modèle experimental
- III.6 Conclusions

CHAPITRE IV BOBINE SUPRACONDUCTRICE

I-PROPAGATION

- I.1 Introduction
- I.2 Température atteinte par le fil
- I.3 Vitesse de propagation
- I.4 Influence de divers paramètres
- I.5 Accélération de la vitesse de propagation

II-RECUPERATION

- II.1 Vitesse de récupération
- II.2 Critère de stekly

III-CALCUL D'UNE BOBINE

CHAPITRE V TESTS DU LIMITEUR

I-LIMITEUR AVEC SUPRACONDUCTEUR

- I.1- Limiteur en régime permanent
- I.2 Limiteur en régime de défaut
 - I.2-1 Essai asymétrique
 - I.2-2 Essai symétrique
 - I.2-3 Cycle OFO
- I.3 Fonctionnement en régime dégradé
- I.4 Conclusions

II-LIMITEUR SANS SUPRACONDUCTEUR

III-FUSIBLES

IV-CONCLUSION

CHAPITRE VI

EXTRAPOLATION A UN LIMITEUR DE TAILLE INDUSTRIELLE

I-INTRODUCTION

II-CIRCUIT MAGNETIQUE

II.1 Prédimensionnement analytique

II.2 Optimisation, dimensionnement définitif

II.3 Conclusions

III-BOBINE SUPRACONDUCTRICE ET SON CRYOSTAT

III.1 Problèmes diélectriques

III.2 Géométrie

III.3 Pertes cryogéniques

III.2-1 Pertes en régime permanent

III.2-2 Pertes en régime de défaut

IV-CONCLUSION

CONCLUSION

REFERENCES

TABLE DES FIGURES ET TABLEAUX

A U T O R I S A T I O N de S O U T E N A N C E

VU les dispositions de l'Arrêté du 30 mars 1992 relatif aux Etudes doctorales

VU les rapports de présentation de

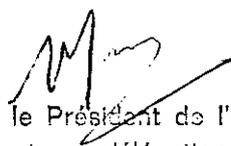
- Monsieur CHABRERIE Jean-Pierre , Directeur de Recherches C.N.R.S.
- Monsieur RIALLAND Jean-François , Professeur

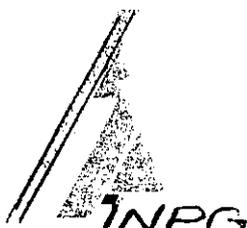
Monsieur Jean LEVEQUE

est autorisé(e) à présenter une thèse en soutenance en vue de l'obtention du diplôme de DOCTEUR de L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE, spécialité " Génie Electrique "

Fait à Grenoble, le 19 février 1993

/ BV.


Pour le Président de l'INPG
et par délégation
le Directeur de l'Ecole Doctorale
J.L. LACOUME





LIMITEUR SUPRACONDUCTEUR DE COURANT - STRUCTURE HYBRIDE ORIGINALE -

RESUME

Le développement récent des multifilamentaires supraconducteurs à très faibles pertes en alternatif a rendu possible la conception de limiteurs de courant basés sur la transition de l'état supraconducteur à l'état normal.

Les limiteurs supraconducteurs de courant sont extrêmement efficaces, rapides, sans détecteur de défaut ni de donneur d'ordre, non limité en tension, et sans aucun équivalent classique.

Nous avons réalisé une maquette de limiteur à petite échelle ($V_N = 150$ V, $I_N = 50$ A, $I_{\text{limitation}} = 4$ ou $5 I_N$) permettant de valider expérimentalement un certain nombre de choix et de montrer le bon fonctionnement du limiteur. Il est composé de deux enroulements en cuivre couplés par un circuit magnétique saturable et d'une bobine supraconductrice qui déclenche une limitation inductive de courant.

Des calculs analytiques et une modélisation par un logiciel de calcul de champ magnétique par une méthode d'élément fini FLUX2D ont permis la conception et une certaine optimisation de ce limiteur.

La validation par la maquette du principe retenu a permis d'aborder l'extrapolation à un limiteur de taille industrielle ($U_N = 63$ kV, $I_N = 1250$ A, $I_{\text{limitation}} = 4$ ou $5 I_N$).

Mots clés : supraconductivité, limiteur de courant, circuit magnétique, modélisation numérique, transition, récupération.

ABSTRACT

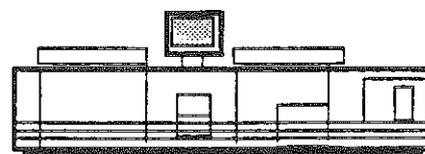
The recent development of superconducting multifilamentary strands with ultra low a.c. losses makes possible the design of an a.c. current limiter based on the transition from the superconducting state to the resistive state.

The superconducting current limiters are very efficient, quick, without fault sensor and transmitter. Without classical equivalence it has high voltage insulation capabilities. A small scale model ($V_N = 150$ A, $I_N = 50$ A, $I_{\text{limitation}} = 4$ to $5 I_N$) has been built to check experimentally several solutions and to prove its satisfactory operation. It is formed of two copper windings which are coupled through a saturable magnetic circuit and of a superconducting winding which triggers an inductive current limitation.

Analytical calculations and numerical field computations using a finite element program called flux 2D have made possible the design and the optimisation of this limiting device.

The extrapolation to an industrial scale device ($U_p = 63$ kV, $I_N = 1250$ A, $I_{\text{limitation}} = 6250$ A) has been performed following the validation of our conception.

Keywords : superconductivity, currents, limiting device, magnetic circuit, numerical modelisation, quench, recovery



Impression et finition réalisées sur Rank Xerox 5090,
au Service Reprographie du CNRS.

