



HAL
open science

Étude de l'intégration d'un stabilisateur/limiteur supraconducteur dans un réseau DC autonome

Abderrahmane Djaouti

► **To cite this version:**

Abderrahmane Djaouti. Étude de l'intégration d'un stabilisateur/limiteur supraconducteur dans un réseau DC autonome. Energie électrique. Université de Lorraine, 2022. Français. NNT : 2022LORR0367 . tel-04237492

HAL Id: tel-04237492

<https://theses.hal.science/tel-04237492v1>

Submitted on 11 Oct 2023

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

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



**UNIVERSITÉ
DE LORRAINE**

**BIBLIOTHÈQUES
UNIVERSITAIRES**

AVERTISSEMENT

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

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

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

Contact bibliothèque : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr
(Cette adresse ne permet pas de contacter les auteurs)

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>

THÈSE

présentée pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LORRAINE

Spécialité : Génie Électrique

par

Abderrahmane DJAOUTI

Etude de l'intégration d'un stabilisateur/limiteur supraconducteur dans un réseau DC autonome

Soutenue le 29 septembre 2022 devant le jury composé de :

Prof.	Abdelmounaim	TOUNZI	Université de Lille	Président
Prof.	Yacine	AMARA	Université Le Havre Normandie	Rapporteur
Prof.	Carole	HENAUX	Université de Montpellier	Rapporteuse
Dr.	Loïc	QUEVAL	Université Paris-Saclay	Examinateur
Prof.	Denis	NETTER	Université de Lorraine	Directeur de thèse
Dr.	Gaëtan	DIDIER	Université de Lorraine	Co-Directeur de thèse
Dr.	Charles-Henri	BONNARD	Université de Lorraine	Invité

Dédicace

À ma merveilleuse mère, à mon exceptionnel père et à mes formidables frères et soeurs.

Remerciements

Je tiens tout d'abord à exprimer ma profonde gratitude envers mes directeurs, en premier lieu, Denis Netter, pour son soutien continu tout au long de ma thèse. Je lui suis reconnaissant pour sa disponibilité sans faille, ses précieux conseils et ses remarques pertinentes, qui ont grandement enrichi cette expérience de recherche. Sa présence et son engagement ont joué un rôle essentiel dans la réussite de ce travail, et je lui en suis extrêmement reconnaissant.

Ma profonde gratitude envers Gaëtan Didier, mon co-directeur de thèse, pour sa disponibilité précieuse et son soutien infaillible tout au long de ma thèse. Sa présence constante pour répondre à mes questions et discuter des problèmes rencontrés a été d'une valeur inestimable. Je tiens également à souligner ses déplacements réguliers au laboratoire à Brabois, témoignant ainsi de son engagement exceptionnel et de sa dévotion envers mon travail. Merci beaucoup Gaëtan.

Je souhaite exprimer ma sincère reconnaissance envers Charles-Henri Bonnard qui a rejoint le Green au cours de ma thèse en tant que Maître de conférence. Son arrivée a véritablement donné un élan à mes travaux de recherche, en apportant de nombreuses propositions et idées. Sa pédagogie et ses conseils précieux ont été d'une grande aide, aussi bien pendant la réalisation des tests expérimentaux que durant la rédaction de ma thèse. Un grand merci à toi Charles.

En plus de mes encadrants, je tiens à remercier chaleureusement les membres du jury, Abdelmounaim TOUNZI, Carole HENNAUX, Loïc QUEVAL et Yacine AMARA, pour leur précieuse contribution à l'évaluation de mon travail. Leur expertise et leurs commentaires éclairés ont grandement enrichi mes travaux.

Je tiens à remercier Monsieur Noureddine Takorabet, directeur du GREEN lorsque j'ai commencé ma thèse, pour m'avoir accueilli au laboratoire, pour son aide, sa disponibilité et sa précieuse administration.

Je suis reconnaissant envers tous les membres du GREEN pour leur précieuse contribution à ce travail. Je tiens à adresser mes remerciements spéciaux aux enseignants-chercheurs : Abderrezak REZZOUG, Babak NAHID-MOBARAKEH, Bruno DOUINE, Ehsan JAMSHIDPOUR, Jean LEVEQUE, Julien FONTCHASTAGNER, Lotfi BAGHLI, Melika HINAJE, Smail MEZANI, Stéphane RAEL et Vincent CHEVRIER. Un grand merci à Fabrice TESSON, Fadi SHARIF, Isabelle SCHWENKER, Quentin BARAD et Sophie GUICHARD pour leur aide précieuse et leur implication exceptionnelle dans la mise en place du banc expérimental. Mes sincères remerciements à la secrétaire du laboratoire, Sylvie COLINET, qui a simplifié la gestion administrative de cette thèse. Son aide précieuse a rendu cette étape plus facile et plus agréable. Enfin, je voudrais exprimer ma reconnaissance à la personne qui m'a énormément aidée pour trouver

un logement lors de mon arrivée à Nancy, Latifa ZOUA.

Je remercie chaleureusement Jean PIQUARD et Julie GENESTIER, sans lesquels il m'aurait été impossible d'obtenir le dewar d'azote dont j'avais besoin pour effectuer mes tests expérimentaux. Leur précieuse contribution a été essentielle à la réussite de mes travaux. Je suis extrêmement reconnaissant d'avoir pu compter sur eux.

Il est difficile pour moi de trouver les mots justes pour exprimer ma gratitude envers mes amis de laboratoire. Tout d'abord, je voudrais remercier Hamidreza ZANDI. Il a été le premier à m'accueillir chaleureusement le jour de mon arrivée au laboratoire et, depuis, notre amitié n'a fait que grandir. Je remercie particulièrement mon ami, enfin non, plutôt mon frère, Peyman Haghgoei. Pendant la majorité de ma thèse, nous avons partagé le même bureau, et cela a été bien plus qu'un simple lieu de travail. Nos échanges sur des sujets scientifiques, ainsi que nos débats sur les sujets du quotidien, ont enrichi mon expérience de manière inestimable. Les moments de fous rires que nous avons partagés resteront à jamais gravés dans ma mémoire. Merci 'Le' Peyman. Je remercie Davide DELL'ISOLA, la personne qui a su me mettre à l'aise dès mon premier jour au laboratoire. Il est celui qui apporte une ambiance partout où il se trouve avec ses blagues et ses petites phrases bien placées. De plus, il est célèbre pour garder jalousement le secret de son poids, créant ainsi une aura de mystère autour de lui. Merci 'Daavidii'. Je remercie tout particulièrement Adrien CORNE, Thibaud PLAZENET, Quentin COMBE, Shengzhao PANG, Thomas BARRACO, Maxime LAPIQUE et Jean Baptiste WIART pour les moments de convivialité partagés, que ce soit autour d'une pause café, d'un déjeuner, lors de séances de sport ou de foot, de parties de billard ou de sorties. Vos compagnies ont rendu ces moments inoubliables. Bien sûr, je n'oublie pas de remercier également François KREMER, Baptiste RISTAGNO, Dominique GIRAUD, Songklod SRIPRANG, Hamed ELMADAH, Larbi DAHNOUN, Emeric VUILLEMIN et Saeid AGHAEI HASHJIN. Je remercie chaleureusement Mohammed BRAKNA pour les moments partagés ensemble durant ma dernière année de thèse.

Mes remerciements les plus sincères vont à la personne exceptionnelle que j'affectionne particulièrement et que j'appelle "MAMI". Son soutien inconditionnel tout au long de ma thèse a été une source inestimable de réconfort et de motivation. Elle a été à mes côtés lors des moments les plus importants. Je suis profondément reconnaissant. Merci pour tout ce que tu as fait pour moi.

Enfin, je tiens à exprimer ma plus profonde gratitude envers ma famille, mes frères et soeurs, ainsi que mes parents qui ont toujours été présents pour m'encourager dans mes choix. Leur soutien constant a été d'une valeur inestimable et a joué un rôle déterminant dans ma vie. Je suis profondément reconnaissant de les avoir à mes côtés, prêts à m'offrir leur amour et leurs précieux conseils. Leur présence et leur soutien inconditionnel ont été une source de force et de motivation inestimable pour moi. Du fond du coeur, je souhaite remercier ma merveilleuse famille pour tout ce qu'ils ont fait et continuent de faire pour moi.

Résumé

Les problèmes de stabilité qui existent dans les réseaux DC embarqués sont principalement dus à la présence de convertisseurs de puissance. L'objectif principal de cette thèse est de proposer une nouvelle méthode de stabilisation basée sur un stabilisateur supraconducteur en exploitant ses propriétés. En effet, les supraconducteurs deviennent résistifs lorsqu'un champ magnétique externe leur est appliqué. Ainsi, en faisant varier le champ magnétique appliqué sur le ruban supraconducteur, son courant critique peut être modifié de sorte que le ruban se comporte comme une résistance dynamique contrôlable par le champ magnétique. En intégrant ce ruban supraconducteur contrôlé par le champ magnétique en série avec le filtre d'entrée d'un réseau DC, la marge de stabilité peut être augmentée en fonction de la puissance demandée par la charge.

Afin d'atteindre l'objectif de cette thèse, un modèle électrothermique de rubans supraconducteurs a été développé, en tenant compte de leur dépendance vis-à-vis du champ magnétique externe. Ce modèle permet de mieux comprendre et prédire le comportement des rubans supraconducteurs.

Pour valider l'efficacité de la méthode proposée, des simulations ont été réalisées en intégrant le dispositif supraconducteur dans un réseau DC équivalent à celui d'un avion électrique. Ces simulations ont permis d'évaluer les performances du dispositif et de vérifier sa capacité à stabiliser le réseau dans différentes conditions de fonctionnement.

En complément des simulations, des expériences ont été menées sur un ruban supraconducteur, en le soumettant à un champ magnétique généré par un inducteur magnétique spécialement développé dans le cadre de cette thèse. Les résultats expérimentaux ont confirmé le principe de fonctionnement de la méthode proposée, démontrant la capacité du dispositif supraconducteur à ajuster sa résistance et à stabiliser le réseau DC.

Abstract

Stability problems in embedded DC networks are mainly due to the presence of power converters. The main objective of this thesis is to propose a new stabilization method based on a superconducting stabilizer by exploiting its properties. Superconductors become resistive when an external magnetic field is applied to them. Thus, by varying the magnetic field applied to the superconducting tape, its critical current can be modified so that the tape behaves as a dynamic resistor controllable by the magnetic field. By integrating this magnetic-field-controlled superconducting tape in series with the input filter of a DC network, the stability margin can be increased as a function of the power demanded by the load.

To achieve the objective of this thesis, an electrothermal model of superconducting tapes has been developed, taking into account their dependence on the external magnetic field. This model enables us to better understand and predict the behavior of superconducting tapes.

To validate the effectiveness of the proposed method, simulations have been carried out by integrating the superconducting device into a DC network equivalent to that of an electric aircraft. These simulations have enabled to evaluate the device's performance and verify its ability to stabilize the network under different operating conditions.

To complement the simulations, experiments have been carried out on a superconducting tape, using a magnetic field generated by a magnetic inductor specially developed within the framework of this thesis. The experimental results confirmed the operating principle of the proposed method, demonstrating the ability of the superconducting device to adjust its resistance and stabilize the DC network.

Table des matières

Introduction générale	1
1 Instabilité dans les réseaux DC	5
1.1 Historique et applications	5
1.1.1 Électrification des véhicules	6
1.1.2 Électrification des avions	7
1.1.3 Électrification des navires	10
1.2 Problématique de la stabilité des réseaux électriques DC avec des charges à puissance constante (CPL)	12
1.2.1 Charge CPL	12
1.2.2 Instabilité causée par la charge CPL dans un réseau DC	13
1.3 Méthodes de stabilisation	15
1.3.1 Méthodes de stabilisation active	17
1.3.2 Méthodes de stabilisation passive	19
1.4 Notre proposition (méthode hybride)	21
1.5 Conclusion	23
2 Modélisation du ruban supraconducteur de 2^{ème} génération	25
2.1 Introduction	25
2.2 Description du ruban supraconducteur utilisé	26
2.3 Présentation générale du problème	27
2.4 Modélisation électrothermique	29
2.4.1 Discrétisation du fil supraconducteur	29
2.4.2 Modèle électrique	30
2.4.3 Modèle thermique	34

2.4.4	Dépendance en champ magnétique de la densité de courant critique J_c . . .	38
2.4.5	OpenModelica et implémentation du modèle	39
2.5	Homogénéisation du ruban supraconducteur $1D_{(Y)}$	42
2.5.1	Conductivité thermique équivalente	43
2.5.2	Énergie emmagasinée équivalente	44
2.5.3	Pertes Joule équivalentes par unité de volume	44
2.5.4	Conditions aux limites	45
2.6	Étude de cas $1D_{(Z)}$: diffusion de la chaleur dans l'épaisseur	45
2.7	Étude de cas $2D_{(Y,Z)}$: diffusion de la chaleur dans l'épaisseur et la longueur du ruban	48
2.8	FMI, functional mock-up interface	55
2.8.1	Motivation	55
2.8.2	Présentation générale	55
2.8.3	Stratégies d'échange	56
2.8.4	Justification du choix d'OpenModelica	58
2.8.5	Exemple	59
2.8.6	Validation	61
2.9	Conclusion	62
3	Stabilisateur supraconducteur	65
3.1	Introduction	65
3.2	Étude de stabilité du système (réseau + stabilisateur passif)	66
3.2.1	Simulation numérique	69
3.2.2	Approche de la stabilité par l'étude des valeurs propres	70
3.2.3	Analyse de la stabilité par spectroscopie d'impédance	70
3.2.4	Conclusion	73
3.3	Dimensionnement du stabilisateur supraconducteur	74
3.4	Stratégie de contrôle du stabilisateur supraconducteur	74
3.5	Contrôle du stabilisateur supraconducteur	78
3.6	Discussion	82
3.7	Conclusion	84

4	Conception et caractérisation d'un inducteur magnétique	89
4.1	Description et objectif	89
4.2	Le rôle de l'inducteur	90
4.3	Méthodologie de conception de l'inducteur	90
4.3.1	Principales étapes du processus de conception	90
4.3.2	Définition du cahier des charges	91
4.3.3	Choix de la structure	91
4.3.4	Dimensionnement de la structure	92
4.3.5	Solutions potentielles	97
4.3.6	Simulation numérique	97
4.3.7	Prototypage	99
4.4	Caractérisation et validation expérimentale de l'inducteur	104
4.4.1	L'induction magnétique au niveau de l'entrefer de l'inducteur et la courbe $B - H$ des ferrites à 294 K intégrée dans le modèle	105
4.4.2	Mesure de la résistance de la bobine de cuivre de l'inducteur	106
4.4.3	Mesure de l'inductance de la bobine de cuivre de l'inducteur	108
4.4.4	Temps de réponse de l'inducteur	108
4.4.5	Courbe $B - H$ des ferrites à 77 K	110
4.5	Intégration de la courbe $B - H$ des ferrites à 77 K dans le logiciel FEMM	117
4.6	Conclusion	117
5	Validation expérimentale	121
5.1	Introduction	121
5.2	Type de ruban supraconducteur testé	121
5.3	Prises de potentiels	122
5.4	Mise en place du ruban supraconducteur dans l'inducteur	123
5.5	Caractéristiques de l'échantillon	124
5.5.1	Détermination des paramètres J_c et n	124
5.5.2	Effet du champ magnétique externe	125
5.5.3	Résistance par unité de longueur	125
5.6	Réponse dynamique du ruban supraconducteur à un champ magnétique externe	129
5.6.1	Premier test : $I_{ruban} = 50$ A, $B_{max} = 0,41$ T	130

5.6.2	Ce qu'il faut retenir	133
5.6.3	Deuxième test : $I_{ruban} = 50$ A, $B_{max} = 0,513$ T	134
5.6.4	Ce qu'il faut retenir	136
5.6.5	Troisième test : $I_{ruban} = 51$ A, $B_{max} = 0,513$ T	136
5.6.6	Ce qu'il faut retenir	138
5.7	Emballement thermique du ruban supraconducteur	138
5.8	Conclusion	140
Conclusion générale		147
Bibliographie		VIII
Annexes		i
A Modélisation par la méthode des éléments finis		iii
B Méthodes d'analyse de stabilité des systèmes linéarisés		v
B.1	Approche de la stabilité par l'étude des valeurs propres	v
B.2	Analyse de la stabilité par spectroscopie d'impédance	vi
B.3	Étude de la stabilité par l'utilisation du critère de Routh Hurwitz	xii
C PROPRIÉTÉS THERMIQUES ET ÉLECTRIQUES DES MATÉRIAUX		xv
C.1	Capacités thermiques ($J.kg^{-1}.K^{-1}$)	xv
C.2	Conductivités thermiques ($W.m^{-1}.K^{-1}$)	xv
C.3	Résistivités électriques ($\mu\Omega.cm$)	xvi
C.4	Propriétés thermiques de l'azote liquide	xx
D Annexe FMI		xxi
E Réponse dynamique du ruban supraconducteur à un champ magnétique externe		xxiii

Introduction générale

En raison de la diminution progressive des combustibles fossiles et de l'urgence environnementale, des accords internationaux ont été établis pour contenir la croissance de la température moyenne mondiale. Les directives établies visent à faire converger les fonds vers un développement respectueux du climat et à encourager la communauté industrielle à réduire ses émissions de gaz à effet de serre, en particulier dans le secteur des transports, qui a enregistré le plus fort taux d'augmentation de la consommation d'énergie au cours des dernières décennies. En conséquence, les industries aéronautique, maritime et automobile s'orientent vers des solutions plus efficaces et autonomes en remplaçant les énergies conventionnelles par des alternatives électriques à faible émission de carbone, vertes et durables. Les nombreux appareils électroniques sont connectés à un bus de distribution DC qui doit répondre aux exigences de qualité de l'énergie. L'utilisation de la distribution DC permet d'améliorer considérablement l'efficacité énergétique et facilite l'installation de nouvelles sources d'énergie telles que les piles à combustible, les panneaux solaires photovoltaïques et le stockage de l'énergie (par exemple, batteries, supercondensateurs, etc.). Cependant, cette distribution DC nécessite un réseau DC embarqué plus efficace et plus performant, tant en puissance qu'en stabilité.

Un réseau DC embarqué a la particularité de devenir instable dès que la puissance demandée par la charge dépasse une valeur critique, valeur qui dépend des paramètres du réseau (résistance, capacité, inductance...). En effet, la connexion de charges à puissance constante, telles que des actionneurs alimentés par des onduleurs et des batteries avec des contrôleurs de charge, peut être la source d'une instabilité de la tension du bus continu. Cette instabilité se traduit par une oscillation croissante du courant et de la tension dans les lignes de transmission, ce qui peut conduire à la destruction des composants qui composent le réseau.

Les applications des supraconducteurs en génie électrique sont en constante évolution. Les propriétés particulières de ces matériaux peuvent être utilisées pour la production, la transmission et le stockage de l'énergie électrique. Dans les réseaux électriques AC, les supraconducteurs sont généralement utilisés comme limiteurs de courant de court-circuit.

L'objectif de cette thèse est d'étudier l'impact des matériaux supraconducteurs dans un réseau DC afin de vérifier si ce dispositif pourrait également être contrôlé par un champ magnétique externe et utilisé comme stabilisateur lorsqu'une instabilité est détectée. On constate rapidement un avantage concernant leur intégration dans un réseau DC pour augmenter sa stabilité. Ils peuvent être invisibles lorsque le réseau est stable et devenir résistifs en les soumettant à un champ magnétique externe afin d'ajouter de l'amortissement (résistance) au réseau et augmenter sa marge de stabilité.

Le manuscrit présente les travaux de recherche consacrés au développement d'une nouvelle méthode de stabilisation des réseaux DC embarqués en contrôlant un dispositif supraconducteur avec un champ magnétique externe. Il est divisé en 5 chapitres et organisé comme suit :

Le chapitre 1 présente le contexte et passe en revue les approches de stabilisation existantes. Dans cette partie, après avoir introduit le contexte et les applications de l'électrification des transports, le problème de la stabilité des réseaux DC embarqués est présenté. Ensuite, un état de l'art sur les méthodes de stabilité est présenté, en commençant par les différentes méthodes de stabilisation active, puis celles de stabilisation passive. Les avantages et inconvénients de chaque méthode ainsi que leur domaine d'application sont également discutés. Enfin, nous introduisons un principe de stabilisation original pour stabiliser les réseaux DC.

Pour pouvoir étudier la nouvelle méthode proposée, et avant la réalisation d'un système à base de supraconducteur, une modélisation des rubans supraconducteurs est nécessaire. Pour cela, le chapitre 2 est consacré à la modélisation des rubans supraconducteurs à haute température critique. Le modèle est électrothermique, et prend en compte la dépendance au champ magnétique externe. Les équations couplées sont résolues par la méthode des différences finies. La particularité de ce modèle réside dans le fait qu'il est réutilisable et intégrable dans plusieurs logiciels. Pour conclure ce chapitre, une comparaison est faite avec le logiciel d'éléments finis Comsol afin de valider la résolution des équations électrothermiques par notre code de calcul.

Dans le chapitre 3, une nouvelle méthode de stabilisation des réseaux DC est étudiée. Il s'agit d'une méthode hybride entre les méthodes passive et active qui contrôle la dissipation du ruban au niveau d'un dispositif supraconducteur au moyen d'un champ magnétique externe appliqué. Tout d'abord, nous illustrons l'impact du stabilisateur passif à base de supraconducteurs sur la stabilité des réseaux DC en trouvant une nouvelle équation analytique de la puissance limite à ne pas dépasser pour garder la stabilité du réseau. Elle dépend des paramètres du réseau (résistance, capacité...) et également des paramètres du ruban supraconducteur (longueur, courant critique...). Ensuite, à partir de cette équation analytique, nous étudions la nouvelle méthode pour stabiliser un réseau DC équivalent d'un avion électrique, simplifié par l'architecture de type EPSA4 présente dans le Boeing 787.

La difficulté de cette nouvelle méthode de stabilisation réside dans la possibilité pratique de faire varier dynamiquement la résistance du ruban supraconducteur par un champ magnétique externe et d'avoir une résistance par unité de longueur suffisante pour stabiliser un réseau DC. C'est d'autant plus difficile que le ruban est particulièrement sensible à l'emballement thermique. Pour préparer la validation expérimentale de cette méthode, dans le chapitre 4, nous avons dimensionné, conçu et caractérisé un inducteur magnétique pour créer un champ magnétique variable permettant dans le dernier chapitre de faire des mesures expérimentales sur un ruban supraconducteur.

Dans le chapitre 5, plusieurs tests expérimentaux ont été réalisés sur un ruban supraconducteur afin de valider le principe de la méthode proposée. Nous avons commencé par caractériser le ruban supraconducteur en statique. Ensuite, différents tests ont été faits en dynamique en appliquant des échelons et des créneaux de champ magnétique sur le ruban supraconducteur. Ces essais nous ont permis de tirer plusieurs conclusions notamment sur la validité de la méthode proposée, la possibilité de faire des mesures en dynamique et la possibilité d'atteindre des résis-

tances par unité de longueur suffisamment grandes pour stabiliser un réseau DC en évitant un emballement thermique.

Chapitre 1

Instabilité dans les réseaux DC

1.1 Historique et applications

Selon le Groupe d'experts Intergouvernemental sur l'Evolution du Climat (GIEC) (en anglais : Intergovernmental Panel on Climate Change, IPCC), sans efforts d'atténuation supplémentaires par rapport à ce qui est en place aujourd'hui, le réchauffement climatique se poursuivra au-delà du 21^{ème} siècle dans presque tous les scénarios possibles et entraînera des impacts mondiaux graves, généralisés et irréversibles [1]. Il y a au moins une chance sur cinq qu'il dépasse temporairement 1,5°C d'ici 2024 [2] par rapport aux niveaux pré-industriels (1850-1900). En Europe et dans d'autres pays, les émissions de Gaz à Effet de Serre (GES) ont diminué dans la plupart des secteurs entre 1990 et 2017, à l'exception des transports. En 2017, les transports (y compris l'aviation et le transport maritime) étaient responsables de 27 % des émissions totales de GES dans l'Union Européenne (UE)-28. Le transport routier était responsable de 72 % des émissions totales de gaz à effet de serre dues aux transports. Parmi ces émissions, 44 % provenaient des voitures particulières, 9 % des véhicules utilitaires légers et 19 % des véhicules lourds [3] (voir figure 1.1).

L'accord de Paris fixe un cadre mondial pour éviter un changement climatique dangereux en limitant le réchauffement de la planète bien en dessous de 2 °C et en poursuivant les efforts pour le limiter à 1,5 °C [4]. Pour atteindre l'objectif de 2 °C fixé par l'accord de Paris, les émissions planétaires doivent diminuer de 4 % par an [2]. L'organisation météorologique mondiale (en anglais : World Meteorological Organization) a estimé que les émissions de CO₂ diminueront de 4 % à 7 % en 2020 du fait des politiques de confinement liées à la COVID-19. Par conséquent, le taux de diminution que nous devrions suivre pour limiter le réchauffement climatique à la valeur fixée (2 °C) est un confinement supplémentaire chaque année.

L'une des solutions répandue pour relever tous ces défis climatiques consiste à remplacer autant que possible les combustibles fossiles par de l'électricité propre. C'est le meilleur moyen de réduire nos émissions de gaz à effet de serre tout en nous enrichissant. Nous devons électrifier nos bâtiments, nos entreprises et nos transports, y compris les avions, les véhicules et les navires.

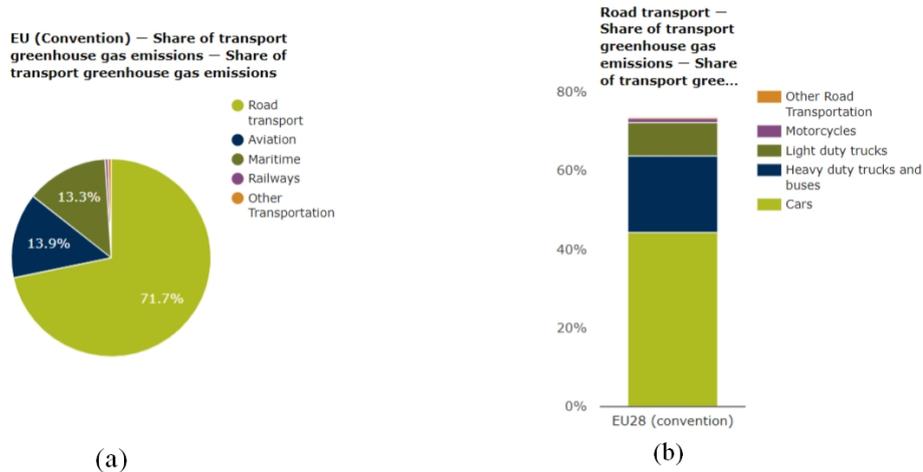


FIGURE 1.1 – (a) Répartition des émissions de gaz à effet de serre provenant des transports, (b) Répartition des émissions de gaz à effet de serre provenant du secteur du transport routier européen en 2017 [3].

1.1.1 Électrification des véhicules

Les chiffres et résultats présentés précédemment permettent de conclure que le secteur du transport routier est la plus grande source d'émissions de gaz à effet de serre de toutes les catégories du transport.

Dans le but de développer un système de transport durable et plus propre, l'UE a d'abord introduit en 2009 10 normes obligatoires relatives aux émissions de CO₂ des voitures particulières, qui visent à fixer une émission moyenne de 130 (g/km) en 2015. Une deuxième série de règlements, adoptée en 2014, exigeait que les émissions moyennes de CO₂ des voitures particulières neuves soient ramenées à 95 g/km à 2021. En 2019, l'UE a décidé que les émissions de CO₂ des voitures neuves devaient être réduites de 15 % d'ici 2025 et de 37,5 % d'ici 2030, par rapport au niveau de référence de 2021, pour atteindre les objectifs internationaux fixés dans l'accord de Paris [5]. Plus récemment, le Parlement européen a voté, le 8 juin dernier pour interdire la vente de voitures neuves à moteur thermique dans l'Union européenne à partir de 2035. Les véhicules d'occasion pourront continuer de rouler dans les endroits autorisés [6].

De ce fait, les constructeurs automobiles sont actuellement confrontés au défi de concevoir des véhicules qui répondent aux besoins principalement déterminés par les gouvernements mondiaux qui s'efforcent de réduire les émissions de CO₂ et la dépendance au pétrole. Pour ce faire, ils comptent sur le développement des sources d'énergie alternatives, notamment l'électrification.

L'électrification est la solution la plus prometteuse pour assurer un système de transport plus durable et plus respectueux de l'environnement. Les véhicules électriques, y compris les véhicules électriques à batterie (Battery Electric Vehicles (BEVs)), les véhicules électriques hybrides rechargeables (Plug-in Hybrid Electric Vehicles (PHEVs)) et les véhicules électriques à pile à combustible (Fuel Cell Electric Vehicles (FCEVs)), sont devenus plus courants ces dernières

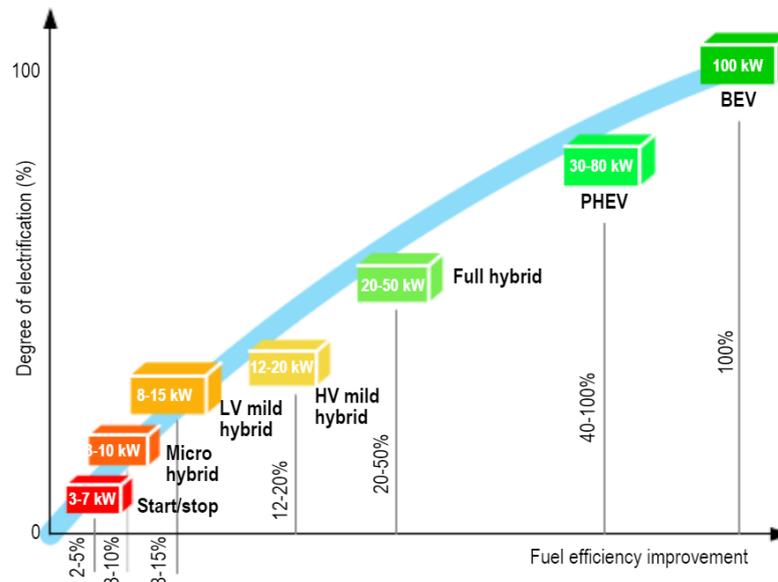


FIGURE 1.2 – Degré d'électrification : amélioration du rendement énergétique et puissance du moteur de traction électrique [9].

années et sont susceptibles de remplacer les véhicules à moteur à combustion interne (Internal Combustion Engine (ICE)) dans un futur proche [7] [8].

Les BEVs sont également connus sous le nom de véhicules entièrement électriques, ils n'ont généralement pas de moteur à combustion interne et utilisent uniquement l'électricité pour leur propulsion (figure 1.2). Ils sont équipés d'une ou plusieurs batteries haute énergie et doivent être branchés à un chargeur. Les BEVs ne produisent pas de gaz à effet de serre, font très peu de bruit et sont donc bénéfiques pour l'environnement. C'est pourquoi la plupart des experts estiment que les BEVs constituent une solution à adopter pour l'avenir du secteur automobile [9].

Selon le type et l'application du véhicule, les structures du système d'alimentation seront multiples. Une structure typique est présentée sur la figure 1.3. Cette architecture est assez similaire à celle présentée pour le cas des avions.

1.1.2 Électrification des avions

Tout comme les efforts déployés pour évoluer vers des véhicules électriques, de nombreuses recherches ont porté sur l'idée d'un avion plus électrique (More Electric Aircraft (MEA)). Les motivations de cette recherche sont similaires à celles des véhicules et comprennent des objectifs de réduction des émissions et de la consommation de carburant. L'objectif pour les avions du futur est de remplacer la plupart des principaux systèmes utilisant actuellement une énergie autre qu'électrique, par de nouveaux systèmes électriques afin d'améliorer diverses caractéristiques de l'avion, comme l'efficacité, les émissions, la fiabilité et les coûts de maintenance.

Les systèmes électriques prennent progressivement la place des systèmes pneumatiques, hydrauliques et mécaniques [11]. Au fil du temps, cette tendance a conduit à une augmentation des

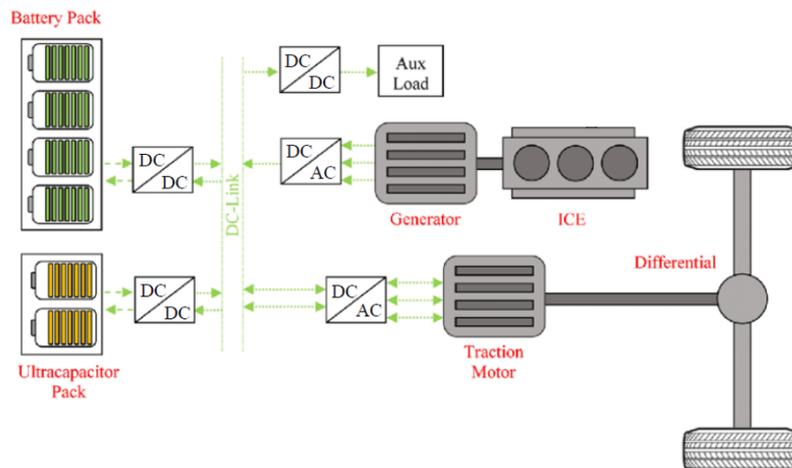


FIGURE 1.3 – Architecture typique des véhicules plus électriques [10].

besoins en énergie électrique, en particulier pour les gros avions [12], comme le montre la figure 1.4. L'Airbus A380 et le Boeing 787, les derniers modèles de grands avions commerciaux, sont les plus équipés de la technologie MEA. Dans l'A380, les actionneurs hydrauliques des commandes de vol ont été partiellement remplacés par des actionneurs électriques. D'autre part, le Boeing 787 a adopté l'énergie électrique pour les systèmes de protection contre la glace des ailes et de contrôle environnemental, qui étaient initialement des systèmes pneumatiques [13].

Sur la base des résultats de la revue de la littérature, quatre architectures typiques de systèmes d'alimentation électrique (Electric Power System (EPS)) peuvent convenir aux futurs avions [14], à savoir :

- EPS-A1 : EPS à fréquence constante (115V/400Hz AC)
- EPS-A2 : EPS hybride AC et DC (115V/360-800Hz AC et 270 V DC)
- EPS-A3 : Hybride entre Haute Tension (HT) AC et HVDC EPS (230V/360-800Hz AC) et $\pm 270V$ DC)
- EPS-A4 : HVDC EPS pur ($\pm 270V$ DC)

Les architectures 1 et 2 ont été largement utilisées dans les avions commerciaux, tels que les avions A320, Boeing 737 et A380 [15] [16]. L'architecture 3 est utilisée dans l'avion Boeing 787 [14] [17]. Cette architecture est similaire à l'architecture 2, mais le niveau de tension du bus AC primaire est augmenté à 230V. L'architecture 4 (figure 1.5) représente une topologie récente à bus unique [14] [16] [18], elle est considérée par plusieurs groupes de recherche comme une architecture très prometteuse pour les avions hybrides et entièrement électriques, comme le projet européen MOET [19], le projet CleanSky [20], et le projet Airbus HVDC [21].

Les avantages de l'utilisation d'un seul bus DC résident dans l'efficacité améliorée, la réduction du poids et l'élimination du besoin de dispositifs de compensation de la puissance réactive. En effet, l'économie de poids a un impact considérable sur les performances, l'éco-efficacité et la consommation de carburant des avions. Un kilogramme de poids en moins peut réduire les coûts d'environ 4 500 dollars pour un avion [18].

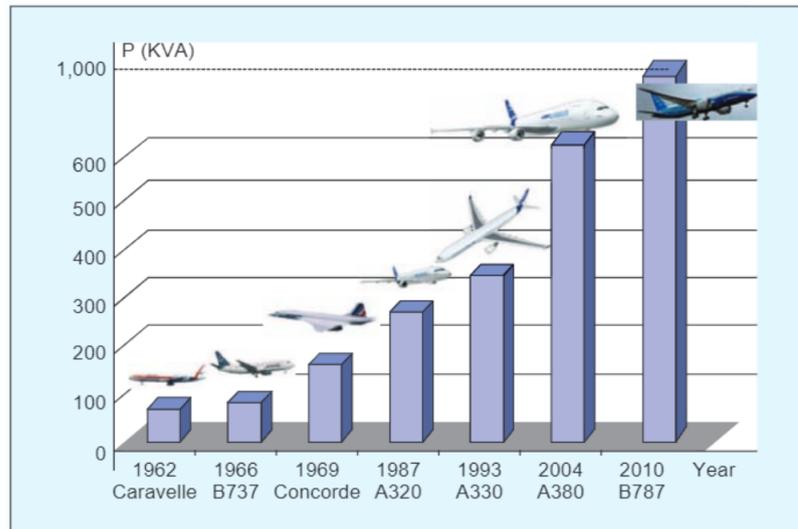


FIGURE 1.4 – Évolution de la puissance installée dans les avions [12].

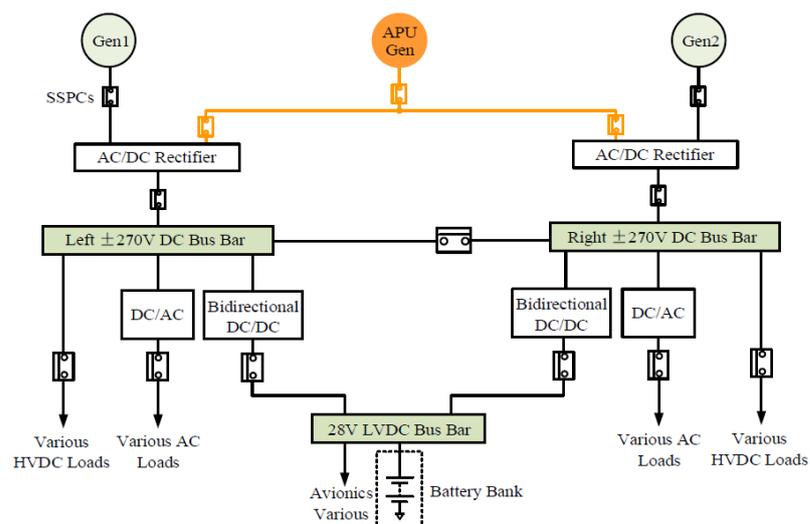


FIGURE 1.5 – Architecture du système d'alimentation électrique A4 des avions [14].

Calendrier	Densité de puissance prévue	Technologie
En 2025	10 kVA/kg	Refroidissement liquide, Acier à faible perte, Matériau isolant à haute résistance, Fabrication additive, matériaux magnétiques à base de nanocomposites
En 2035	20 kVA/kg	
En 2050	40 kVA/kg	Tous les éléments ci-dessus + Supraconducteurs

FIGURE 1.6 – Densité de puissance des machines électriques pour les avions du futur [13].

Il est clair que l'état actuel de la technique ne permet pas encore d'atteindre les niveaux significatifs de densité de puissance requis pour les futurs avions tout électrique. Une analyse quantitative, dont les résultats sont présentés dans la figure 1.6, montre les spécifications de densité de puissance des machines électriques attendues à court, moyen et long terme. Selon les résultats de cette analyse, l'objectif à court et moyen terme sont réalisables en utilisant des technologies conventionnelles améliorées par un haut niveau d'innovation, tandis que les objectifs à long terme ne peuvent être atteints que par l'application pratique de technologies non conventionnelles, telles que la supraconductivité [13].

1.1.3 Électrification des navires

Les préoccupations croissantes en matière d'économie de carburant et d'environnement ont poussé le secteur du transport maritime à rechercher des solutions économes et moins polluantes. En avril 2018, l'Organisation Maritime Internationale (OMI) a dévoilé sa stratégie initiale de réduction des émissions de GES, définissant une série d'étapes à court, moyen et long terme pour atteindre son objectif ultime de dé-carbonisation, à savoir la réduction de moitié des émissions de GES d'ici 2050, par rapport aux niveaux de 2008 [22].

L'électrification des navires est devenue une priorité au cours des dernières décennies afin d'améliorer l'efficacité et de réduire les émissions [23]. Les navires électriques gagnent du terrain et sont considérés comme l'avenir du transport maritime [24]. Dans les années 1980, les convertisseurs d'électronique de puissance ont fait une véritable révolution dans le domaine des navires en permettant l'électrification des systèmes de propulsion grâce à l'introduction des technologies d'entraînement à tension variable et à fréquence variable. Le premier changement est apparu avec l'introduction du système de propulsion électrique à bord du « Queen Elizabeth II » à la fin des années 1980, qui a permis d'économiser 35 % de carburant [25]. En effet, l'introduction de dispositifs et de convertisseurs d'électronique de puissance a permis de repenser entièrement l'architecture de la production, de la distribution et de l'utilisation de l'énergie à bord des navires, en partant de zéro. Ce fait a amené des changements importants dans la conception

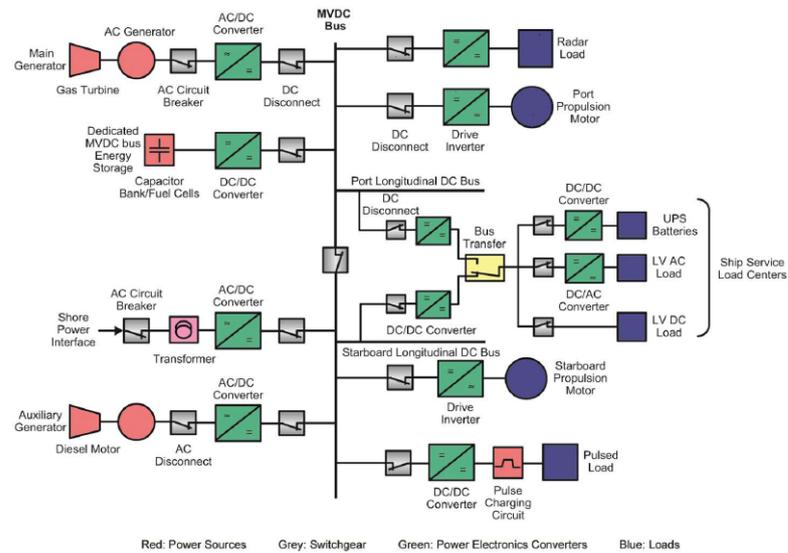


FIGURE 1.7 – Structure du système d'alimentation de navires - Distribution radiale [26].

de l'ensemble du navire, permettant des économies d'espace, d'augmenter le rendement énergétique et d'accroître la flexibilité sans nuire à la fiabilité. Aujourd'hui, 100 % des nouveaux bateaux de croisière sont propulsés électriquement et de nombreux navires plus anciens ont déjà été modernisés de la même manière [26].

Comme le secteur automobile, les principaux types de navires électriques seront : les navires électriques à batterie (Battery Electric Ships (BESs)), également appelés navires entièrement électriques, et les navires électriques hybrides rechargeables (Plug-in Hybrid Electric Ships (PHESs)). Les BESs ne disposent d'aucun moteur à combustion interne à bord, toute l'énergie provient des batteries. Tandis que, dans les PHESs, des batteries sont installées à bord à côté du moteur à combustion interne. La partie propulsion et les équipements auxiliaires du navire sont principalement alimentés par des batteries chargées à partir d'un réseau électrique terrestre et les moteurs à combustion diesel sont utilisés pour augmenter l'autonomie et fournir une assistance supplémentaire. Dans les deux cas, les batteries sont un moyen privilégié de réduire la consommation et les coûts de carburant, la maintenance et les émissions de gaz.

La volonté d'améliorer les performances des navires oriente la recherche sur les systèmes d'alimentation vers de nouveaux concepts, tels que le réseaux DC [26] [27]. La structure théorique de système d'alimentation de navires à architecture radiale est présentée sur la figure 1.7. L'intérêt porté à la technologie du courant continu tient aux avantages qu'elle peut apporter aux systèmes d'alimentation des avions, des véhicules, et des navires. Les avantages de ce type de réseau de distribution sont bien connus et sont résumés dans [24] [27] :

- Simplifier la connexion et la déconnexion de différents types et tailles de dispositifs de production et de stockage d'énergie
- Augmenter la puissance nominale pour une section de câble donnée (absence d'effets de peau) et réduire le poids du système électrique.
- Éliminer les problèmes d'harmoniques, de synchronisation et de déséquilibre.

- Remplacer les transformateurs ferromagnétiques encombrants par des convertisseurs de puissance compacts.
- Éliminer la puissance réactive en raison de l'absence de fréquence, ce qui permet de gagner de l'espace et du poids en éliminant le dispositif de compensation réactive.

Cependant, le passage à un système de distribution continu n'apporte pas que des avantages, son exploitation est limitée par certains problèmes de stabilité qui nécessitent des efforts de recherche académique et industrielle pour être résolus. En effet, l'interaction des sous-systèmes électriques autour du bus continu peut conduire à son instabilité. Le plus souvent, dans ce cas, les phénomènes d'instabilité sont associés à des charges dites à puissance constante (Constant Power Loads (CPL) connectées au bus DC [28] [29] [30] [31] [32] [33]. Le phénomène d'instabilité est alors considéré comme la conséquence de la connexion d'une ou plusieurs CPL sur un bus DC.

1.2 Problématique de la stabilité des réseaux électriques DC avec des charges à puissance constante (CPL)

Le développement de l'électronique de puissance, l'évolution des techniques de contrôle et les contraintes environnementales ont fait des réseaux électriques DC un excellent candidat pour les véhicules, avions et navires de futur. Néanmoins, dans les réseaux DC, on trouve souvent des charges contrôlées qui absorbent une puissance constante (CPL) et qui sont un des cas les plus connus de l'origine de l'instabilité. Le comportement CPL d'une charge trouve son origine lorsqu'elle est constituée d'un élément régulé (ensemble onduleur/actionneur, convertisseur/batterie, convertisseur/super-capacité, convertisseur/résistance...) consommant une puissance constante. Un exemple de CPL, un moteur contrôlé par un onduleur de sorte que la puissance consommée est constante.

1.2.1 Charge CPL

Dans une CPL, la puissance, soit le produit de la tension et du courant de la charge est constante. Par conséquent, si la tension aux bornes d'une CPL augmente/diminue, le courant qui le traverse diminue/augmente. Cela peut avoir un effet déstabilisant sur le système [29] [34].

Afin de bien observer le comportement de la CPL autour d'un point de fonctionnement (I_0, V_0) , un modèle linéaire est nécessaire. En effet, nous devons déterminer l'équation de la tangente de la caractéristique tension/courant de la CPL (voir la figure 1.8). Cette dernière équation est de la forme donnée par le système 1.1 où l'on voit apparaître un terme homogène à une résistance négative notée R_{CPL} ainsi qu'une composante continue. Par conséquent, le modèle électrique équivalent d'une CPL autour de son point de fonctionnement est similaire à celui d'une résistance négative R_{CPL} , connectée en parallèle avec une source de courant constante (figure 1.9). Donc, dans les CPL, bien que la valeur instantanée de l'impédance soit positive ($\frac{V_s}{I_{CPL}} > 0$), l'impédance différentielle est toujours négative ($\frac{dV_s}{dI_{CPL}} < 0$). En fait, les CPLs ont un comportement d'impédance négative, ce qui réduit l'amortissement du système et affecte sa

stabilité.

$$\begin{cases} I_{CPL}(t) = -\frac{P_{CPL}}{V_0^2} V_s(t) + 2\frac{P_{CPL}}{V_0} \\ R_{CPL} = -\frac{V_0^2}{P_{CPL}} \end{cases} \quad (1.1)$$

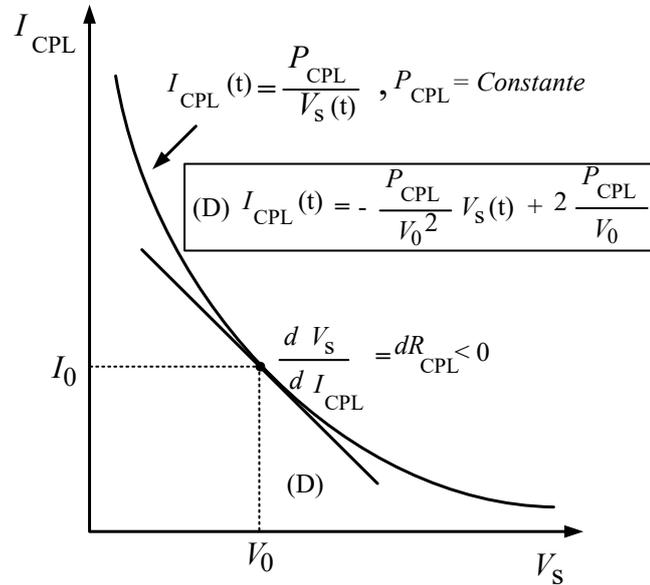


FIGURE 1.8 – Caractéristique courant/tension d’une CPL.

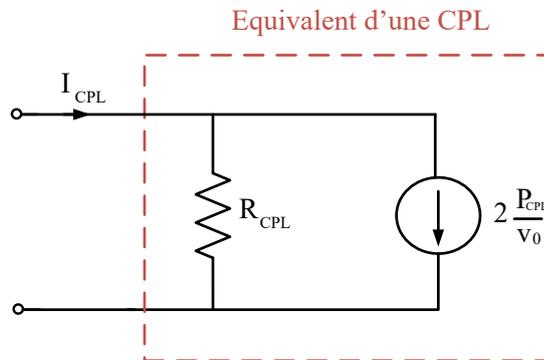


FIGURE 1.9 – Schéma équivalent d’une CPL autour d’un point fonctionnement.

1.2.2 Instabilité causée par la charge CPL dans un réseau DC

Afin d’avoir une interprétation mathématique de l’effet du CPL dans un réseau DC, on intègre celui-ci dans le circuit électrique présenté dans la figure 1.10. Le circuit illustre le réseau DC équivalent d’un éventuel avion plus électrique (MEA). Le modèle est générique alors que ces valeurs peuvent être fournies par le choix de l’architecture spécifique de type EPS-A4 telle qu’on la trouve dans le Boeing 787 [14]. La source est modélisée par une source de tension idéale V_s qui alimente une charge à puissance constante à travers un filtre RLC.

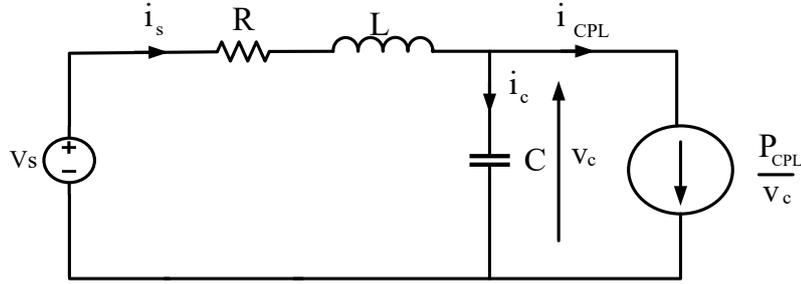


FIGURE 1.10 – Modèle simplifié de l'architecture du système d'alimentation électrique A4 pour les futurs avions [14].

En appliquant les lois de Kirchhoff sur le circuit de la figure 1.10, on obtient les équations dynamiques du système (1.2). A partir de ces équations, on remarque que le courant absorbé par la CPL sur le bus continu est de forme $i_{CPL} = \frac{P_{CPL}}{V_c}$, par conséquent la présence d'une CPL dans le réseau entraîne l'apparition d'une non-linéarité de type $\frac{P_{CPL}}{V_c}$. On ne considère que les variations du système autour de son point de fonctionnement (i_{s0}, v_{c0}) et à partir de la solution du système d'équation (1.2) en régime permanent, on obtient le polynôme (1.3). Les racines de ce polynôme du second degré sont celles indiquées dans l'équation (1.4) avec la condition (1.5).

$$\begin{cases} L \frac{di_s}{dt} = V_s - V_c - Ri_s \\ C \frac{dV_c}{dt} = i_s - \frac{P_{CPL}}{V_c} \end{cases} \quad (1.2)$$

$$R \cdot i_{s0}^2 - V_s \cdot i_{s0} + P_{CPL} = 0 \quad (1.3)$$

$$\begin{cases} i_{s0} = \frac{V_s - \sqrt{V_s^2 - 4RP_{CPL}}}{2R} \\ v_{c0} = \frac{2RP_{CPL}}{V_s - \sqrt{V_s^2 - 4RP_{CPL}}} \end{cases} \quad (1.4)$$

$$P_{CPL} < \frac{V_s^2}{4R} \quad (1.5)$$

A partir de (1.4), on note que le point d'équilibre (i_{s0}, v_{c0}) dépend de la puissance consommée par la charge de la CPL. Le système linéaire obtenu autour de ce point d'équilibre représenté sous forme d'état est donné par (1.6). De ce modèle linéaire, on peut alors exprimer le polynôme caractéristique 1.7.

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{i}}_s \\ \dot{\tilde{v}}_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{P_{CPL}}{C \cdot v_{c0}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i} \\ \tilde{v} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C \cdot R_{CPL}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i} \\ \tilde{v} \end{pmatrix} \quad (1.6)$$

$$P(\lambda) = \lambda^2 + \left(\frac{R}{L} + \frac{1}{C \cdot R_{CPL}} \right) \cdot \lambda + \frac{1}{LC} \left(1 + \frac{R}{R_{CPL}} \right) \quad (1.7)$$

A partir de ce polynôme caractéristique, on peut donner les relations (1.8) à respecter pour que les valeurs propres du système soient à partie réelle négative afin que le système soit stable.

$$\begin{cases} R_{CPL} < -R \\ R_{CPL} < -\frac{L}{R.C} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} P_{CPL} < \frac{V_{c0}^2}{R} \\ P_{CPL} < \frac{RC}{L} V_{c0}^2 \end{cases} \quad (1.8)$$

La première condition des relations (1.8) est moins contraignante que la condition du point d'équilibre pour le système donné (1.5), c'est à dire $\frac{V_s^2}{4R} < \frac{V_{c0}^2}{R}$, tandis que la deuxième condition ne sera pas toujours respectée car plus la puissance consommée est importante, plus R_{CPL} va augmenter (tend vers 0). Finalement, on peut déduire la condition sur la valeur de puissance qui assure la stabilité locale autour du point de fonctionnement (condition 1.9). En négligeant la chute de tension au niveau du filtre, on obtient la condition (1.10). Grâce à cette dernière condition nous pouvons déduire la puissance maximale $P_{CPLmax} = \frac{RC}{L} V_{c0}^2$ que la charge peut consommer pour maintenir la stabilité du système. On peut également constater que la stabilité dépend des paramètres du filtre d'entrée (R, L, C), de la tension d'entrée d'une manière indirecte et de la puissance consommée par la charge, et que plus la capacité du filtre d'entrée est élevée, plus la limite de stabilité est élevée, et inversement pour l'inductance du filtre. Par conséquent, la puissance consommée par la charge peut augmenter, jusqu'à compenser l'amortissement global du système et devient instable.

$$P_{CPL} < \frac{RC}{L} V_{c0}^2 \quad (1.9)$$

$$P_{CPL} < \frac{RC}{L} V_s^2 \quad (1.10)$$

Application numérique

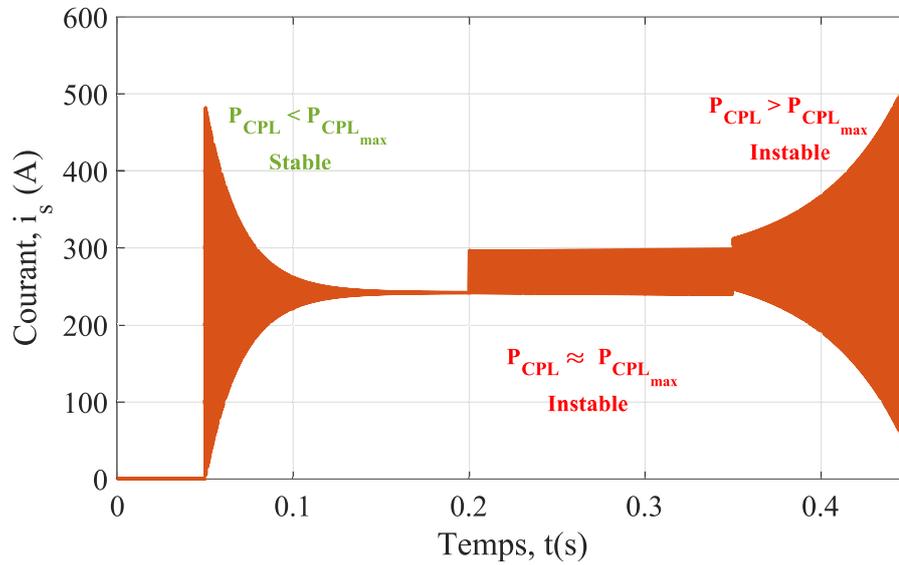
Les paramètres du réseau électrique DC présenté sur la figure 1.10 sont récapitulés dans le tableau (1.1). La puissance maximale de la charge à ne pas dépasser pour maintenir la stabilité du réseau égale à 145.8 kW (voir la condition 1.11).

Les figures 1.11 (a), 1.11 (b) illustrent un comportement dynamique de la tension V_c de la charge et du courant i_s du bus DC du réseau présenté dans la figure 1.10 pour un profil de puissance donné. Pour la puissance inférieure à P_{CPLmax} ($P_{CPL} < P_{CPLmax}$), le réseau est stable. Cela se traduit par une diminution du courant et de la tension avec le temps. Néanmoins, pour la puissance proche de la puissance maximale ($P_{CPL} \approx P_{CPLmax}$) et supérieure à P_{CPLmax} ($P_{CPL} > P_{CPLmax}$), le réseau est instable. Cela entraîne une stagnation ou une augmentation du courant et de la tension au fil du temps.

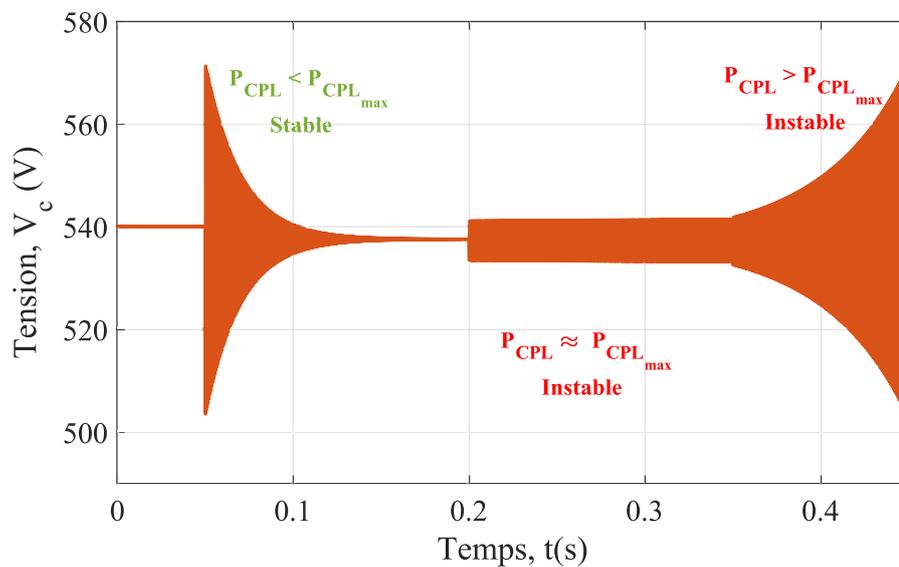
$$P_{CPLmax} \approx \frac{RC}{L} \times V_s^2 = 145.8kW \quad (1.11)$$

1.3 Méthodes de stabilisation

Pour améliorer la stabilité des réseaux DC, différentes méthodes ont été proposées. Elles peuvent être classées en deux groupes, à savoir les méthodes passives et les méthodes actives. Les méthodes de stabilisation active sont basées sur sur la théorie avancée du contrôle pour stabiliser



(a)



(b)

FIGURE 1.11 – Tension de la charge et courant de la source simulés pour différents échelons de puissance de la charge. Pour une puissance inférieure à $P_{CPL_{max}}$, le réseau est stable entraînant une convergence du courant et de la tension au fil du temps. Pour une puissance proche et supérieure à $P_{CPL_{max}}$, le réseau est instable, ce qui entraîne une stagnation ou une augmentation du courant et de la tension avec le temps.

TABLE 1.1 – Paramètres du réseau DC [14].

Paramètre	Description	Valeur
V_e	source	540 V
R	résistance	10 m Ω
L	inductance	10 μ H
C	capacité	500 μ F

le système. En ce qui concerne les méthodes de stabilisation passive, le dimensionnement des éléments passifs (résistances, inductances et condensateurs) est utilisé pour modifier l'impédance d'entrée/sortie du système et assurer sa stabilité.

1.3.1 Méthodes de stabilisation active

Différentes méthodes de stabilisation active sont proposées pour les systèmes qui contiennent des convertisseurs de puissance contrôlables. En considérant seulement deux convertisseurs, c'est-à-dire le convertisseur en amont (convertisseur de source) et le convertisseur en aval (convertisseur de charge), les chercheurs ont proposé de nombreuses solutions. Une stratégie générale de stabilisation pour ce type de système consiste à ajouter une boucle de stabilisation supplémentaire dans la commande du convertisseur. Selon la régulation ou non du bus continu, c'est-à-dire la possibilité d'intervenir au niveau du convertisseur amont, ces méthodes peuvent être classées en deux groupes :

Méthodes de stabilisation active dans le cas où le bus DC n'est pas régulé

Les méthodes de stabilisation active de cette catégorie sont envisagées pour le système dans lequel le convertisseur amont n'est pas disponible ou l'accès à son contrôle est difficile. L'idée de cette méthode de contrôle stabilisatrice est de donner des informations au contrôleur de charge sur l'état des variables électriques (en particulier la tension du bus DC) du système afin qu'il puisse les utiliser pour générer un signal de contrôle stabilisant (\tilde{P}) qui sera ajouté à la puissance de référence pour augmenter la stabilité du système et éviter un profil strictement constant de puissance [35]. Le principe de ce type de contrôle est récapitulé dans la figure 1.12. Des exemples d'applications de cette méthode ont été présentés dans [36] [37] [38] [39] [40] [41] [42] pour les réseaux contenant une seule CPL et un bus DC et pour les réseaux contenant plusieurs CPL et plusieurs bus DC.

Cette méthode nécessite la modification de la référence de puissance de la charge en injectant le signal de stabilisation. Toutefois, la modification de la référence de la charge doit être la plus faible possible afin de ne pas influencer les performances dynamiques de la charge ou la perturber, notamment la vitesse de rotation des moteurs. Cependant, il est logique que plus on veut stabiliser le système, plus le signal stabilisateur sera fort. Par conséquent, il y a toujours un compromis entre les performances dynamiques de la charge et la stabilité du système.

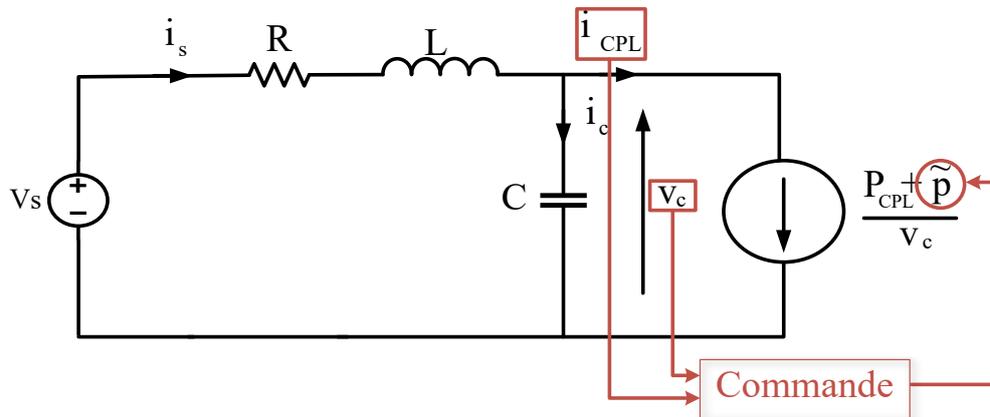


FIGURE 1.12 – Implémentation d'un retour d'état stabilisant sur la charge.

Méthodes de stabilisation active dans le cas où le bus DC est régulé

Les méthodes de stabilisation active de cette catégorie sont envisagées pour les systèmes dans lesquels le convertisseur amont est contrôlable, par exemple un convertisseur DC/DC dont la commande est accessible. En effet, cette approche possède un autre degré de liberté au niveau du contrôle par rapport à l'approche précédente pour intégrer une contrainte de stabilité du système afin d'améliorer son amortissement [35]. La mise en oeuvre de cette approche a débuté il y a plusieurs décennies avec la considération de la stabilité « petit signal » [43] et « grand signal » [44]. Les travaux les plus représentatifs de cette solution sont présentés dans [45] [46]. Dans [45], un feedback supplémentaire non linéaire du courant a été introduit dans le convertisseur amont pour ajouter une résistance virtuelle en série avec l'inducteur du convertisseur. Dans [46], une boucle de tension non linéaire supplémentaire a été mise en parallèle avec le chemin de feedback classique de tension dans le convertisseur amont, afin d'éliminer la non-linéarité introduite par le convertisseur aval, et donc d'assurer la stabilité du système.

Plus récemment, dans [47], une impédance série virtuelle et adaptative est également introduite dans l'étage de sortie du convertisseur amont. Cette méthode de contrôle fonctionne de manière similaire à une impédance physique. Dans [48], les auteurs ont introduit une boucle linéaire supplémentaire et le courant de stabilisation est injecté dans la boucle de contrôle existante. Les méthodes de stabilisation décrites ci-dessus sont basées sur la combinaison avec le contrôleur linéaire conventionnel, [49] [50] considèrent le cas où le convertisseur amont a un contrôleur non linéaire.

L'avantage de ces méthodes est qu'il n'est pas nécessaire de modifier la nature de la charge du CPL pour assurer la stabilité du système. Néanmoins, elles sont basées sur le fait que le circuit amont est un convertisseur de puissance contrôlable.

1.3.2 Méthodes de stabilisation passive

Conformément à la formule 1.10 de la puissance maximale à ne pas dépasser pour maintenir la stabilité des réseaux DC, la méthode la plus intuitive pour améliorer la marge de stabilité consiste à augmenter l'amortissement du système en utilisant des amortisseurs passifs afin de compenser l'effet de la résistance négative [51].

Méthodes de stabilisation passive utilisant des filtres passifs

Il existe trois configurations d'amortisseur typique à ajouter au filtre d'entrée, comme le montre la figure 1.13. Les éléments figurant dans le rectangle en pointillés sont utilisés pour l'amortissement. Selon la position et la structure de ces trois amortisseurs, ils sont généralement appelés respectivement : amortisseur parallèle RC (figure 1.13 (a)), amortisseur parallèle RL (figure 1.13 (b)) et amortisseurs série RL (figure 1.13 (c)). Les auteurs dans [51] ont fait une étude comparative entre ces trois structures, et ils ont montré que la structure RC parallèle est la seule solution efficace qui permet de stabiliser efficacement le système. Une procédure de dimensionnement du filtre d'entrée en ajoutant des éléments passifs est proposée dans [52]. Cependant, ces dispositifs d'amortissement entraînent une dissipation de puissance importante et réduisent l'efficacité du système. En outre, le volume et le poids du système augmentent, ce qui peut accroître le coût du système et ne favorise pas l'amélioration de la densité de puissance du système. Par contre, cette solution n'a pas besoin d'une modification de la commande du système.

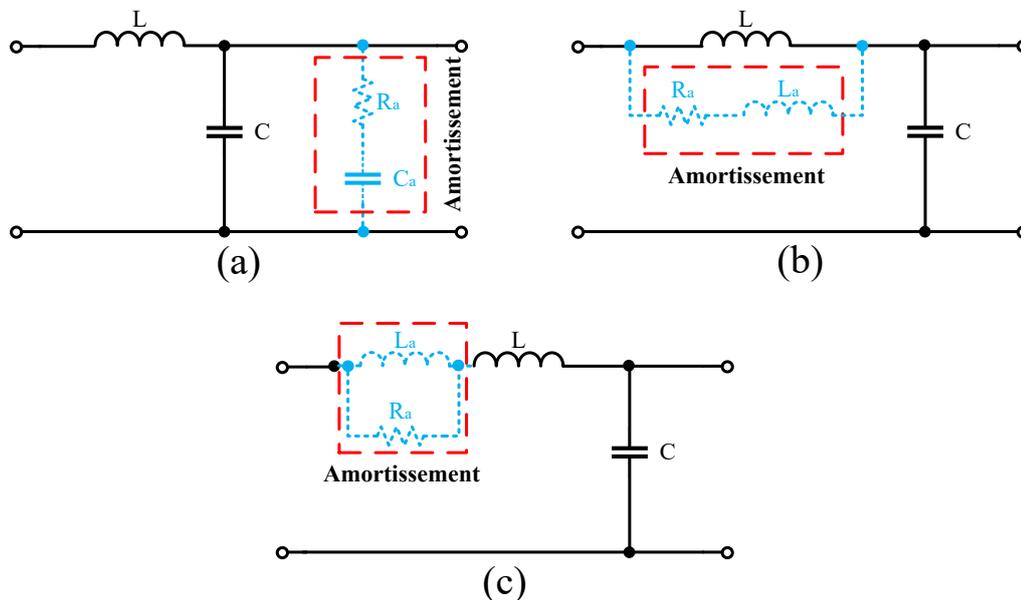


FIGURE 1.13 – Circuits des trois amortisseurs passifs. (a) RC parallèle. (b) RL parallèle. (c) RL série.

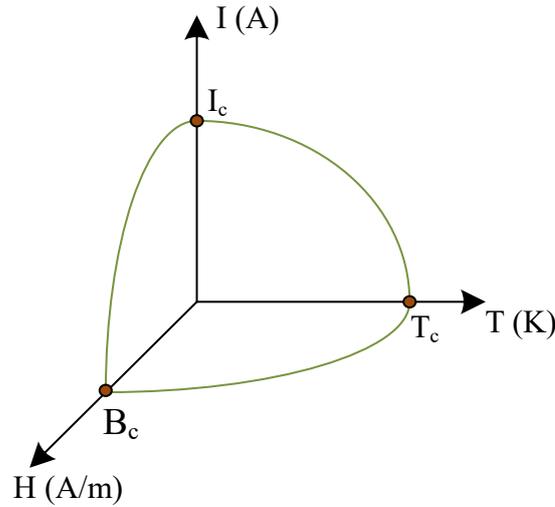


FIGURE 1.14 – Délimitation de la surface critique d'un matériau supraconducteur. L'état supraconducteur est garanti tant que l'on se situe à l'intérieur de la zone définie par l'origine et les points critiques T_c , I_c et H_c .

Méthodes de stabilisation passive utilisant les supraconducteurs

Une nouvelle technologie récente pour stabiliser les réseaux à courant continu repose sur les propriétés intrinsèques des supraconducteurs, appelés stabilisateurs supraconducteurs. En effet, les supraconducteurs ont la propriété de devenir résistifs lorsque le courant qui les traverse est supérieur à son courant critique. Cette valeur n'est pas la seule grandeur critique de la supraconductivité. L'utilisation de matériaux supraconducteurs doit être effectuée en dessous des autres valeurs critiques sous peine de perdre leur supraconductivité. Ces valeurs critiques sont : le champ magnétique critique, notée H_C et la température critique, notée T_C qui permettent de définir avec le courant critique I_C , un domaine supraconducteur au-delà duquel les matériaux supraconducteurs retournent à leur état normal. Autrement dit, ces trois valeurs critiques forment une surface critique définissant un volume dans l'espace (figure 1.14) au-delà duquel le matériau perd son caractère non dissipatif et retrouve un comportement normal.

Les stabilisateurs supraconducteurs sont similaires aux limiteurs de courant de court-circuit résistifs (r-ScFCL) qui ont une transition naturelle lorsque le courant de fonctionnement du réseau est au dessus du courant critique du supraconducteur, mais ils fonctionnent dans le régime mixte entre l'état supraconducteur et l'état résistif pour se comporter comme une résistance dynamique. Cette résistance ajoute de l'amortissement au réseau, ce qui le rend stable. Des travaux ont déjà montré qu'il est possible d'augmenter la limite de stabilité d'un réseau continu en intégrant un stabilisateur supraconducteur de type résistif (SSR) en série avec le filtre d'entrée, lorsqu'il fonctionne autour du courant critique I_c du ruban supraconducteur [53] [54] [55] [56].

Le principal avantage de cette méthode est qu'elle peut assurer la stabilité avec une marge de sécurité opérationnelle puisque le supraconducteur ne subit pas une transition complète. Néanmoins, son fonctionnement est naturel, c'est-à-dire sans aucun contrôle de sa dissipation. Ce non contrôle de la dissipation peut conduire soit à ne pas couvrir la totalité de la marge de stabilité,

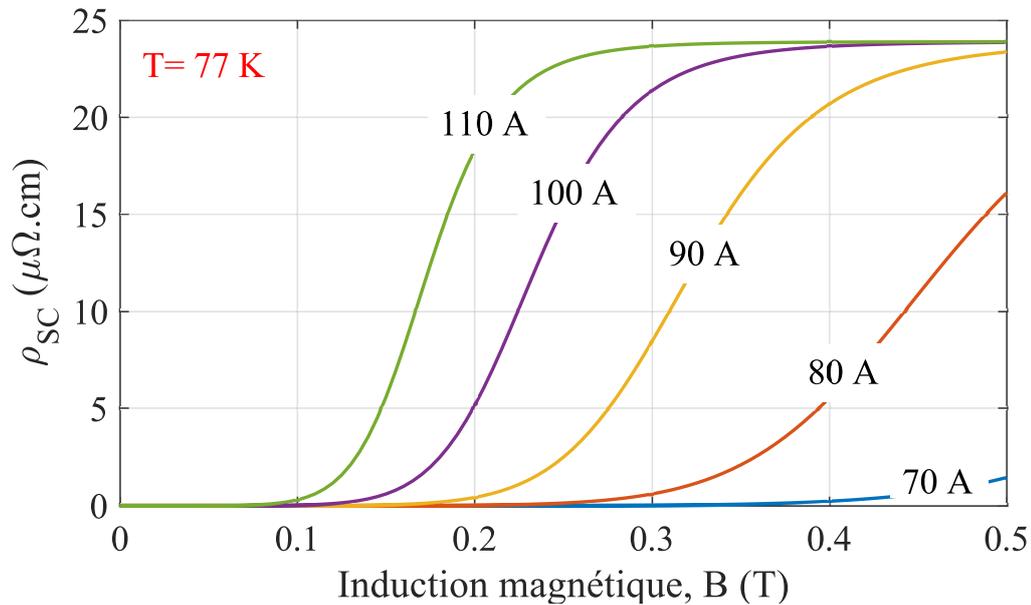


FIGURE 1.15 – Résistivité de la couche supraconductrice en fonction du champ magnétique appliqué et du courant pour une température fixe à 77 K pour un ruban donné autour de la région de transition de l'état supraconducteur à l'état normal.

soit à une augmentation de la température du dispositif supraconducteur menant à sa destruction, ce qui pose un problème de fiabilité et de sécurité du système.

1.4 Notre proposition (méthode hybride)

Les méthodes de stabilisation présentées sont basées sur des principes différents. La première famille (méthodes de stabilisation active), qui repose sur l'adaptation de la commande de la charge CPL ou du bus DC d'entrée pour assurer la stabilité du réseau, présente l'inconvénient de nécessiter l'accès à la commande de la charge ou du bus DC, ce qui n'est pas toujours accessible et faisable, par exemple s'il s'agit d'un élément de stockage (batterie, supercondensateur) ou d'une charge thermique (chauffage électrique, etc). La deuxième famille (méthodes de stabilisation utilisant des composants passifs) se limite au dimensionnement et la conception du filtre d'entrée de la CPL en tenant compte du phénomène de stabilité. Elle ne nécessite aucune modification de la commande du système. Néanmoins, cette méthode introduit des pertes par effet Joule importantes même en cas de fonctionnement stable du réseau et augmente le poids et la taille du système, critères très importants pour la plupart des applications, notamment en aéronautique.

La troisième famille (méthodes de stabilisation utilisant des supraconducteurs) est basée sur les caractéristiques intrinsèques des supraconducteurs. Le principe est d'ajouter au filtre d'entrée une résistance dynamique résultant de la transition des dispositifs supraconducteurs de l'état supraconducteur à un état normal lorsque le courant de fonctionnement est proche du courant critique. Cette méthode présente l'inconvénient soit de ne pas couvrir toute la marge de stabilité

car le courant critique des rubans est fixe en champ propre, soit de détruire le ruban pour des puissances élevées et même de rendre le stabilisateur visible (présence de Pertes Joule) même pour des puissances inférieures à $P_{CPL_{max}}$. Nous reviendrons sur ces inconvénients dans le chapitre 3 où nous étudions la stabilité du réseau en intégrant un ruban supraconducteur.

Pour surmonter ces inconvénients, nous avons présenté une nouvelle méthode de stabilisation. Cette méthode est basée sur les supraconducteurs mais cette fois-ci en profitant d'une deuxième propriété des supraconducteurs. En effet, les supraconducteurs deviennent résistifs lorsqu'un champ magnétique externe leur est appliqué (voir figure 1.15). Ainsi, en faisant varier le champ magnétique appliqué sur le ruban supraconducteur, son courant critique peut être modifié (Voir figure 1.17) de sorte que le ruban se comporte comme une résistance dynamique contrôlable par le champ magnétique (voir figure 1.16).

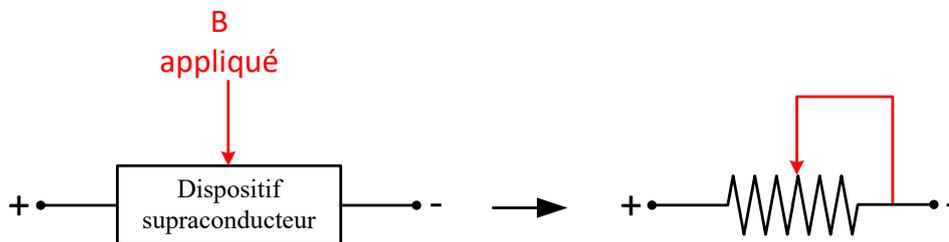


FIGURE 1.16 – L'équivalence du dispositif supraconducteur de la nouvelle méthode de stabilisation proposée. Le dispositif se comporte comme une résistance contrôlée par un champ magnétique externe.

En intégrant ce ruban supraconducteur contrôlé par un champ magnétique en série avec le filtre d'entrée d'un réseau DC, la marge de stabilité peut être augmentée selon la puissance demandée par la charge. En effet, en fonction de la puissance demandée par la charge, et grâce à un contrôleur passant par un convertisseur de puissance et un inducteur magnétique, un champ magnétique est appliqué sur le ruban supraconducteur pour faire passer la résistance du ruban de zéro à la valeur correspondante nécessaire pour assurer la stabilité du réseau (figure 3.7). Concrètement, la résistance du ruban est ajoutée à la résistance du filtre d'entrée comme les méthodes de stabilisation passive, mais cette fois-ci en la contrôlant de façon à ce que le ruban soit invisible (pas de pertes Joule) lorsque le réseau est en dessous de P_{max} , couvrant ainsi une grande marge de stabilité et protégeant le ruban de la destruction. Indirectement, la dissipation (pertes Joule) au niveau du ruban supraconducteur est contrôlée par un champ magnétique externe pour surmonter les inconvénients de la méthode de stabilisation passive qui utilise des supraconducteurs. De plus, contrairement aux méthodes de stabilisation active, cette méthode ne nécessite pas l'accès à la boucle de contrôle, ni au bus DC, ni à la charge CPL. Elle nécessite un capteur de courant et un capteur de tension pour calculer la puissance demandée par la charge. Les détails de cette méthode seront présentés dans le chapitre 3.

Cette méthode peut être qualifiée d'hybride, car elle est basée sur une méthode mixte entre les méthodes de stabilisation passive et active. Elle utilise la propriété des supraconducteurs en ajoutant en cas d'instabilité une résistance en série au filtre d'entrée comme les méthodes passives tout en les contrôlant comme les méthodes actives par un champ magnétique externe.

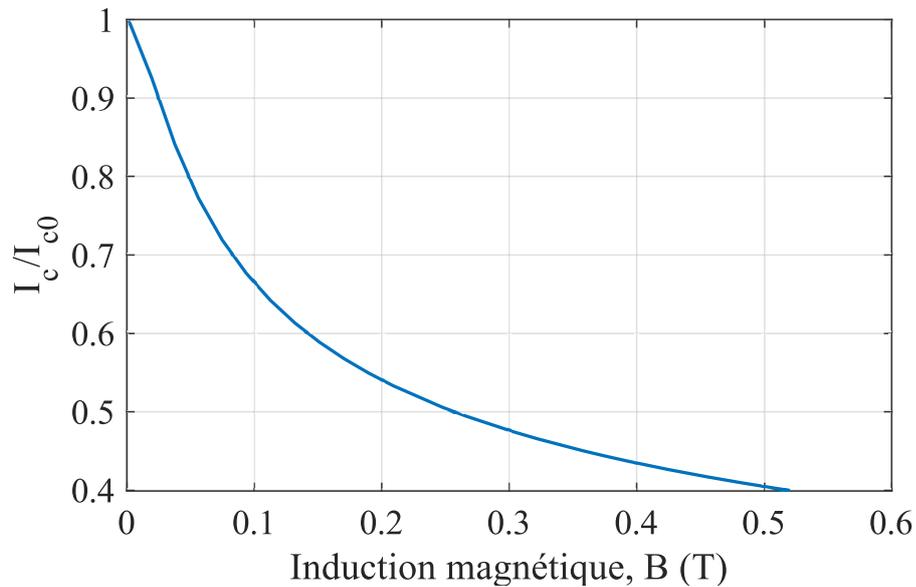


FIGURE 1.17 – L'évolution du courant critique I_c en fonction de l'induction magnétique pour un ruban donné.

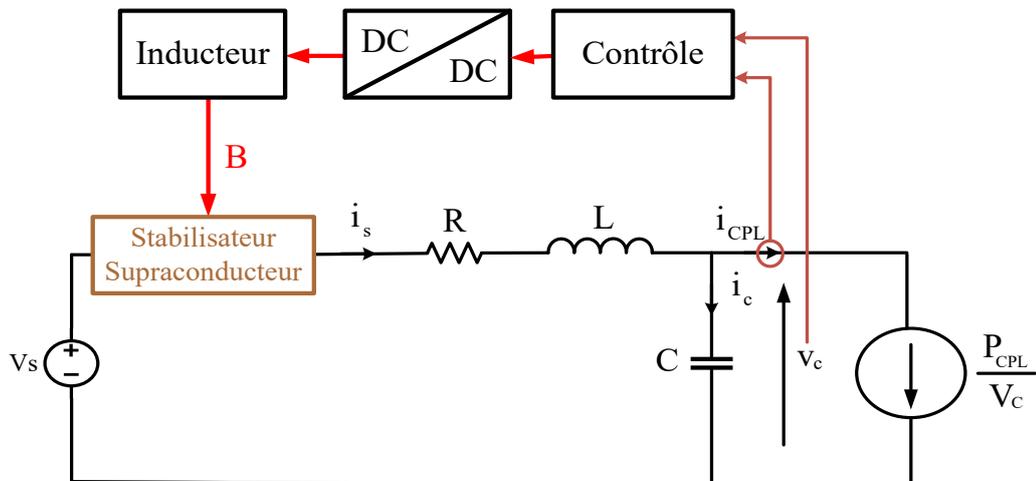


FIGURE 1.18 – Aperçu sur la méthode proposée pour stabiliser un réseau DC en intégrant un dispositif supraconducteur contrôlé par un champ magnétique externe.

1.5 Conclusion

Ce chapitre présente le contexte de la recherche relative aux réseaux DC, à savoir sa stabilité. Après une présentation des applications des réseaux DC, dans la première partie de ce chapitre, les problèmes liés à la stabilité des réseaux DC et leurs causes ont été introduits. En effet, une introduction sur les CPL et leur comportement a été présentée, et le terme de résistance négative qui y est associé a été expliqué. Un exemple de l'effet de la CPL dans un réseau DC est également

proposé, en l'introduisant dans un système d'alimentation électrique destiné aux avions du futur.

Ensuite, dans ce chapitre, quatre axes qui sont utilisés pour augmenter la stabilité d'un système électrique ont été présentés. Les deux premiers axes résident dans l'utilisation de lois de contrôle. Dans le cas d'un bus continu régulé, il est possible d'adapter sa régulation pour prendre en compte l'effet déstabilisant du CPL. Dans le cas contraire et lorsque la commande de la CPL est accessible, on peut également mettre en place une commande stabilisatrice sur la CPL. Le troisième axe est la prise en compte du phénomène de stabilité dans la conception et le dimensionnement du filtre d'entrée RLC de la CPL. Cependant, cette méthode conduit à un surdimensionnement des éléments passifs, qui peut être problématique dans certaines applications où le poids et le volume des systèmes sont très importants. Le dernier axe consiste à ajouter une résistance dynamique lors de la transition d'un dispositif supraconducteur de l'état supraconducteur à l'état mixte, insérée en série avec le filtre d'entrée. Cette méthode ne contrôle pas la dissipation au niveau de ce dispositif, ce qui peut poser des problèmes de fiabilité et de sécurité.

Pour surmonter les inconvénients de ces méthodes de stabilisation classiques, nous avons développé une nouvelle méthode de stabilisation hybride entre les méthodes passive et active, basée sur le contrôle des supraconducteurs par un champ magnétique externe. Un aperçu de cette nouvelle méthode de stabilisation a été présenté. Elle repose sur les caractéristiques des supraconducteurs et le contrôle de leur courant critique par un champ magnétique. En effet, en faisant varier le courant critique du ruban supraconducteur par un champ magnétique externe, le ruban se comporte comme une résistance dynamique. Cette résistance dynamique est ajoutée à la résistance du filtre d'entrée pour stabiliser le réseau.

Dans le chapitre 2, nous avons développé un modèle électrothermique des rubans supraconducteurs. Le modèle prend en compte l'influence du courant critique au champ magnétique externe. En utilisant ce modèle, dans le chapitre 3, la nouvelle méthode sera étudiée en détail.

Afin de développer un banc d'essai expérimental pour valider le principe de la nouvelle méthode de stabilisation proposée, nous présentons dans le chapitre 4 la conception d'un inducteur magnétique. Cet inducteur magnétique sera utilisé dans le chapitre 5 pour valider le principe de la méthode à savoir varier dynamiquement la résistance d'un ruban supraconducteur par un champ magnétique : possibilité de mesurer dynamiquement, faire varier la résistance du ruban par un champ magnétique externe sans emballements thermiques, possibilité d'atteindre des résistances par unité de longueur suffisamment importantes pour permettre de stabiliser un réseau DC.

Chapitre 2

Modélisation du ruban supraconducteur de 2^{ème} génération.

2.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté le principe d'une nouvelle méthode de stabilisation d'un réseau DC. Elle permet d'ajouter une résistance série au filtre d'entrée du réseau en faisant fonctionner le ruban dans un état mixte par un champ magnétique externe tout en évitant sa transition totale.

Afin de pouvoir étudier cette méthode, il est donc nécessaire de déterminer la résistance du ruban supraconducteur à chaque instant du fonctionnement du réseau. Cette résistance est très non linéaire et dépend de la température, du courant et du champ externe $R_{sc}(T, I, B_{ext})$. Pour ce faire, un modèle multiphysique, non linéaire et transitoire est nécessaire.

Il est très difficile d'envisager l'étude d'un tel dispositif supraconducteur dans un réseau électrique DC avec un convertisseur de puissance et du contrôle sans passer par des outils numériques qui permettent la simulation d'un tel système en différents régimes (stationnaire et transitoire). Pour cela, le modèle doit être capable de simuler et de montrer la dynamique du comportement électrique, magnétique et thermique qui se produit à l'intérieur du ruban supraconducteur dans un logiciel de simulations de système physique.

La complexité de la modélisation et de l'étude d'un ruban supraconducteur s'explique par les différents domaines techniques (électrique, thermique...), les différents matériaux impliqués dans la fabrication, et les outils de modélisation utilisés, surtout lorsque tous ces domaines sont réunis dans un même logiciel qui n'est pas dédié à la multiphysique et/ou aux applications spécifiques (électronique de puissance, réseaux, commande...). Pour cela, le modèle doit permettre d'illustrer les phénomènes des dispositifs supraconducteurs indépendamment de leur emplacement et application, c'est-à-dire un modèle qui permet d'étudier les différents comportements des supraconducteurs lorsqu'il est associé à n'importe quel système électrique, tel qu'un réseau électrique DC ou AC, un système qui contient des dispositifs d'électroniques de puissance ou même un système qui contient des dispositifs et des boucles de contrôle.

Partant du fait que tous les dispositifs et systèmes électriques sont intégrés dans des boucles de conceptions et d'optimisations, le modèle du dispositif supraconducteur doit être entièrement paramétrable avec une architecture du ruban supraconducteur modifiable. En effet, le modèle doit permettre de modifier simplement la longueur, la largeur, l'épaisseur, le refroidissement ou non de chaque couche qui constituent le ruban supraconducteur via des paramètres globaux, et aussi de changer de manière simple les paramètres, le modèle de la couche supraconductrice.

L'objectif de ce chapitre est de développer un modèle multiphysique incluant le couplage électrothermique du ruban supraconducteur et prenant en compte l'influence du champ magnétique externe. Le modèle doit être configurable, et réutilisable dans un logiciel dédié à l'électronique de puissance et au contrôle. Ce modèle sera utilisé dans le chapitre suivant pour étudier la méthode de stabilisation proposée.

2.2 Description du ruban supraconducteur utilisé

Les matériaux supraconducteurs à haute température critique sous forme de rubans commerciaux d'oxyde de cuivre et de baryum à terres rares (RE)BCO présentent un immense potentiel pour plusieurs applications futures telles que l'hadronthérapie [57], les limiteurs de courant de court circuit supraconducteurs (SFCL) [58], et les moteurs supraconducteurs [59] [60]. Ces matériaux sont connus dans le domaine de la supraconductivité car ils ont été les premiers matériaux à devenir supraconducteur au dessus du point d'ébullition de l'azote liquide (77 K) à environ 92 K. Ils permettent de s'affranchir de la cryogénie à l'hélium liquide qui imposait des températures inférieures à 4 K et de réduire considérablement le coût d'exploitation des matériaux à l'état supraconducteur.

Pour fabriquer un ruban (RE)BCO, il est nécessaire d'empiler trois couches : le substrat qui est constitué d'une lame de métal, généralement un alliage de Ni, sur lequel une couche tampon et une couche supraconductrice sont déposées. Cette couche tampon permet d'éviter la diffusion du métal entre le substrat et la couche supraconductrice. De manière générale, une couche d'argent est ajoutée pour protéger le ruban de son environnement (agressions mécaniques, pollution chimique, etc.) telle que la gamme SF proposée par Superpower® et FURUKAWA ELECTRIC GROUP [61]. Il convient de mentionner que la couche tampon peut être simplifiée en déposant la couche de (RE)BCO directement sur un substrat métallique. De plus, il existe généralement une fine résistivité d'interface entre la couche de (RE)BCO et la couche d'argent supérieure. La figure 2.1 montre le schéma de la composition d'un ruban supraconducteur à haute température critique de Superpower® de la gamme SF. Dans la suite de ce chapitre, et pour développer notre modèle, nous considérons les rubans supraconducteurs qui se basent sur cette architecture, à savoir un empilement de quatre couches principales suivantes :

- Couche d'argent supérieure ($\approx 1\mu\text{m}$ à $2\mu\text{m}$)
- Couche supraconductrice (RE)BCO ($\approx 1\mu\text{m}$)
- Substrat en Hastelloy® ($\approx 50\mu\text{m}$ à $100\mu\text{m}$)
- Couche d'argent inférieure ($\approx 1\mu\text{m}$ à $2\mu\text{m}$)

Parmi plusieurs types de rubans, nous avons choisi ce type de ruban car ils sont composés de fines couches d'argent ce qui permet de maintenir la résistance par unité de longueur du ruban à l'état mixte entre l'état supraconducteur et l'état normal à un niveau suffisamment élevé afin de minimiser le coût total du ruban supraconducteur. De plus, ce type de rubans est facilement disponible sur le marché et peut être employé de manière simple dans la manipulation. Il sera utilisé dans le dernier chapitre pour effectuer des tests expérimentaux afin de valider le principe de la méthode proposée.

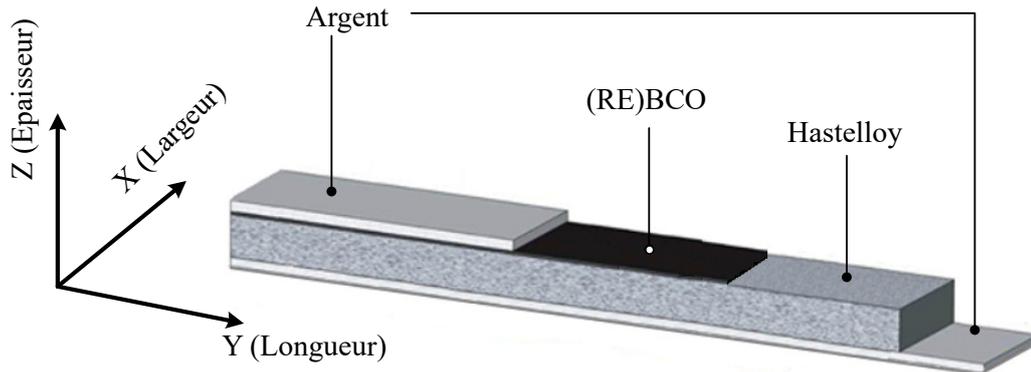


FIGURE 2.1 – Illustration de la composition d'un ruban supraconducteur à haute température critique de Superpower® de la gamme SF.

2.3 Présentation générale du problème

Afin de développer un modèle électrothermique de rubans supraconducteurs qui prend en compte la dépendance au champ magnétique externe, la résolution d'un système d'équations aux dérivées partielles non linéaires couplées avec un grand nombre de variables est nécessaire. Pour la partie thermique, la résolution de l'équation générale de la chaleur (équation 2.1) est indispensable. Le couplage entre la partie thermique, électrique et magnétique se fait au niveau du terme P_J qui représente les pertes Joule. En effet, le champ magnétique externe appliqué et le passage du courant dans les résistances électriques constituant le ruban supraconducteur, qui dépendent de la température et/ou du courant et/ou du champ externe appliqué, conduisent à un échauffement du ruban par le phénomène dit d'effet Joule.

L'équation 2.1 est discrétisée par la méthode des différences finies, en considérant la propagation de la chaleur sur la longueur et l'épaisseur des rubans supraconducteurs. Cela permet de transformer les équations aux dérivées partielles (EDP) de l'équation de la chaleur en équations différentielles ordinaires (EDO). L'utilisation des différences finies est motivée par plusieurs avantages :

- Maîtrise du programme et des couplages à réaliser entre les équations au sein du ruban supraconducteur.
- Simplicité de formulation et possibilité de l'étendre facilement à des problèmes à deux ou

trois dimensions.

- Facilité de compréhension et de mise en oeuvre pour résoudre les EDP rencontrées dans des problèmes aux géométries rectangulaires comme les rubans supraconducteurs.

$$\rho_m C_p (T) \frac{\partial T}{\partial t} = \nabla \cdot (k(T) \nabla T) + P_J (T, I, B_{ext}) \quad (2.1)$$

Où P_J représente les pertes Joule par unité de volume, $[\text{W.m}^{-3}]$, k est la conductivité thermique, $[\text{W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}]$, ρ_m est la densité massique $[\text{kg.m}^{-3}]$, et C_p est la capacité thermique spécifique $[\text{J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}]$.

Les équations thermiques obtenues après la discrétisation par la méthode des différences finies seront combinées avec les équations algébriques électriques obtenues en appliquant les lois du circuit de Kirchoff qui permettent de calculer la distribution du courant dans les 4 couches pour obtenir au final un système non linéaire d'équations différentielles/algébriques (DAE). En ce qui concerne la dépendance du ruban au champ magnétique externe, elle se fera au niveau de son courant critique directement afin d'éviter de développer des équations complexes. Rappelons que le courant critique est l'une des grandeurs critiques des supraconducteurs. Il correspond à la valeur au-dessus de laquelle une résistance commence à apparaître au niveau du supraconducteur.

Le modèle peut être exporté comme une boîte noire pour être utilisé dans des logiciels plus adaptés à l'électronique de puissance et du contrôle afin de pouvoir étudier la méthode de stabilisation. Il sera développé dans le logiciel libre OpenModelica pour ses divers avantages qui seront cités en détail dans la section 2.4.5. Les plus remarquables sont :

- Traitement des équations différentielles/algébriques (DAE)
- Importe/exporte des FMUs pour les échanger avec d'autres logiciels (Matlab, Simulink, EMTP/RV...) comme des boîtes noires avec des entrées et des sorties (figure 2.2), ce qui représente une réelle originalité (voir section 2.8).

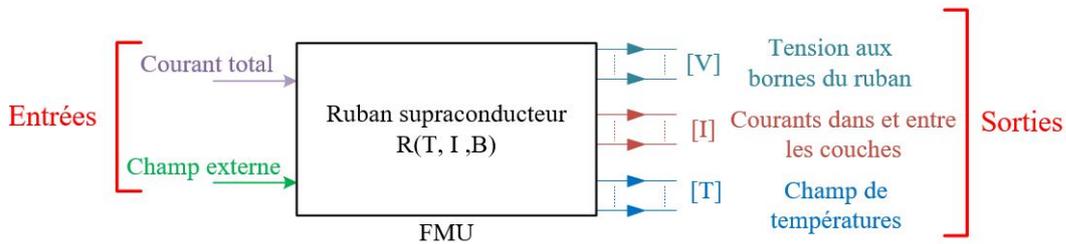


FIGURE 2.2 – Modèle (boîte noire) du ruban supraconducteur avec entrées et sorties.

La section 2.4.1 présente le type de discrétisation adopté, tandis que les sections 2.4.2, 2.4.3 et 2.4.4 représentent respectivement le modèle électrique et thermique et l'intégration de la dépendance du courant critique au champ externe.

2.4 Modélisation électrothermique

2.4.1 Discrétisation du fil supraconducteur

Afin de développer un modèle $2D_{(Y,Z)}$ pour les rubans supraconducteurs en utilisant la méthode des différences finies, nous devons discrétiser le ruban en petits éléments connectés électriquement et thermiquement. Chaque élément possède un circuit électrique qui modélise la partie électrique, et une équation thermique qui modélise la partie thermique. Ce circuit électrique et cette équation thermique sont couplés par le biais de la température $T(t)$ et de la puissance électrique $P_J(I, T)$ (pour les matériaux métalliques) ou $P_J(I, T, B_{ext})$ (pour le matériau supraconducteur) dissipée par effet Joule dans chaque résistance électrique. Le circuit électrique d'un élément de discrétisation est composé de 1 ou 2 paires de résistances selon le modèle souhaité, à savoir un modèle 1D ou 2D. Chaque axe (Y,Z) comprend alors deux résistances électriques qui sont toutes connectées à un point central (figure 2.3). En connectant tous les circuits des éléments entre eux selon les axes y et z, le courant peut alors circuler dans toutes les directions et se répartir naturellement dans toutes les couches du ruban en fonction de la valeur de chaque résistance. Dans chaque élément, les pertes joules sont évaluées en multipliant chaque résistance qui dépend de la température et/ou du courant et/ou du champ magnétique appliqué par le courant au carré qui la traverse. Pour simplifier la notation, les résistances électrique sont représentées par leur indice (1,2,3 ou 4) sans les variables de dépendance (équation 2.2).

Ces pertes Joule sont ensuite intégrées dans l'équation thermique. L'équation thermique considère la diffusion de la chaleur suivant la longueur et/ou l'épaisseur du ruban en fonction également du modèle souhaité ($1D_{(Y)}$, $1D_{(Z)}$, $2D_{(Y,Z)}$). Elle fournit la valeur de la température $T(t)$ au circuit électrique. Notons que tous les paramètres non linéaires, qu'ils soient d'origine thermique ou électrique, c'est-à-dire la résistivité électrique $\rho(T)$ ou $\rho(I, T, B_{ext})$, la capacité thermique massique $C_p(T)$ et la conductivité thermique $K_p(T)$ sont pris en compte. Tout est détaillé dans les sections ci-dessous sur les éléments électriques et thermiques. Il convient de mentionner que dans cette thèse, nous considérons toujours un modèle 2D sur le plan électrique. Par contre, thermiquement, nous appelons :

- $2D_{(Y,Z)}, T_{(Y,Z)}$ Modèle thermique 2D (2D électrique aussi) qui prend en compte la diffusion de la chaleur selon la longueur et l'épaisseur du ruban.
- $1D_{(Z)}, T_{(Z)}$ Modèle thermique 1D (2D électrique) qui prend en compte uniquement la diffusion de la chaleur selon l'épaisseur du ruban.
- $1D_{(Y)}, T_{(Y)}$ Modèle thermique 1D (2D électrique) qui prend en compte uniquement la diffusion de la chaleur dans la longueur du ruban. Une seule et même température pour toutes les couches du ruban pour chaque morceau dans la longueur de ce dernier (**modèle homogène**).

$$P_J = \sum_{i=1}^{i=4} R_{elec_i} \times I_i^2 \quad (2.2)$$

De par sa conception, le modèle permet de désactiver ou d'activer des directions qui ne sont pas prises en compte dans la modélisation. Par exemple, on peut passer, d'un modèle thermique

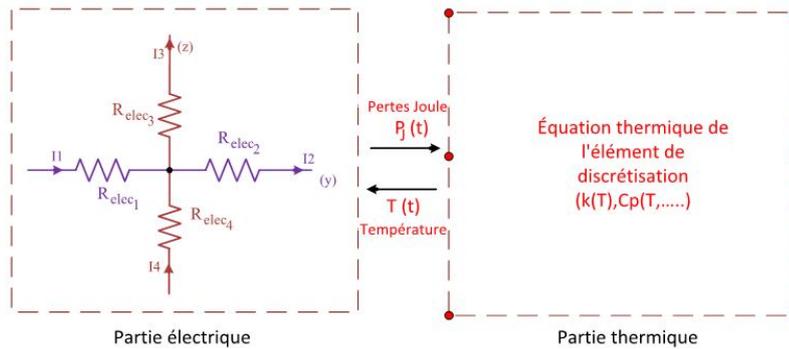


FIGURE 2.3 – Partie électrique et thermique d'un élément de discrétisation donné du ruban supraconducteur. Les points rouges correspondent aux températures calculées par la méthode des différences finies.

$2D_{(Y,Z)}$ selon la longueur et l'épaisseur du ruban à un modèle thermique $1D_{(Z)}$ selon l'épaisseur du ruban en éliminant les termes de diffusion de la chaleur dans la longueur. De même, pour la partie électrique qui est toujours considérée $2D$ dans le développement du modèle au cours de cette thèse, c'est-à-dire que le courant peut circuler dans et entre les couches, il est facile de désactiver par exemple les résistances suivant l'épaisseur du ruban pour passer un modèle $1D$ électrique.

Dans la suite de ce chapitre, nous développons un modèle électrothermique $2D_{(Y,Z)}$ qui prend en compte la diffusion de la chaleur dans la longueur et l'épaisseur du ruban et tient compte de l'influence du champ magnétique externe appliqué sur le ruban. Un modèle homogène $1D_{(Y)}$ qui considère une température homogène dans l'épaisseur a également été développé pour pouvoir comparer le modèle complet $2D_{(Y,Z)}$ où chaque couche suivant l'épaisseur a sa propre température. La figure 2.4 montre la discrétisation utilisée pour le ruban en considérant la résistance d'interface (R_{inter}) entre les couches supraconductrices et d'argent. Les effets de cette résistance sont bien connus pour avoir une contribution importante à la détermination du comportement thermique transitoire d'un ruban [62] [63]. La longueur (ΔY) et l'épaisseur (ΔZ) de chaque élément dépendent du nombre de discrétisations choisies dans l'épaisseur de chaque couche et dans la longueur du ruban.

2.4.2 Modèle électrique

Sur la figure 2.3, on peut voir que la partie électrique de l'élément de base d'un modèle $2D_{(Y,Z)}$ est composée de deux paires de résistances, c'est-à-dire deux résistances pour chaque direction : la longueur du ruban Y et son épaisseur Z . Ces résistances sont considérées comme non linéaires, aussi bien pour l'argent et l'Hastelloy® que pour le matériau supraconducteur. De ce fait, quel que soit le matériau considéré, la résistivité dépend de la température T , à l'exception du matériau supraconducteur (RE)BCO, où la résistivité dépend également du courant, du champ magnétique appliqué et de l'emplacement sur la longueur du ruban. Les résistivités électriques $\rho(T)$ des matériaux métalliques qui composent le ruban supraconducteur, que ce soit l'argent, l'Hastelloy® ou même le cuivre, sont tirées de [64] [65] et sont intégrées dans le modèle par le

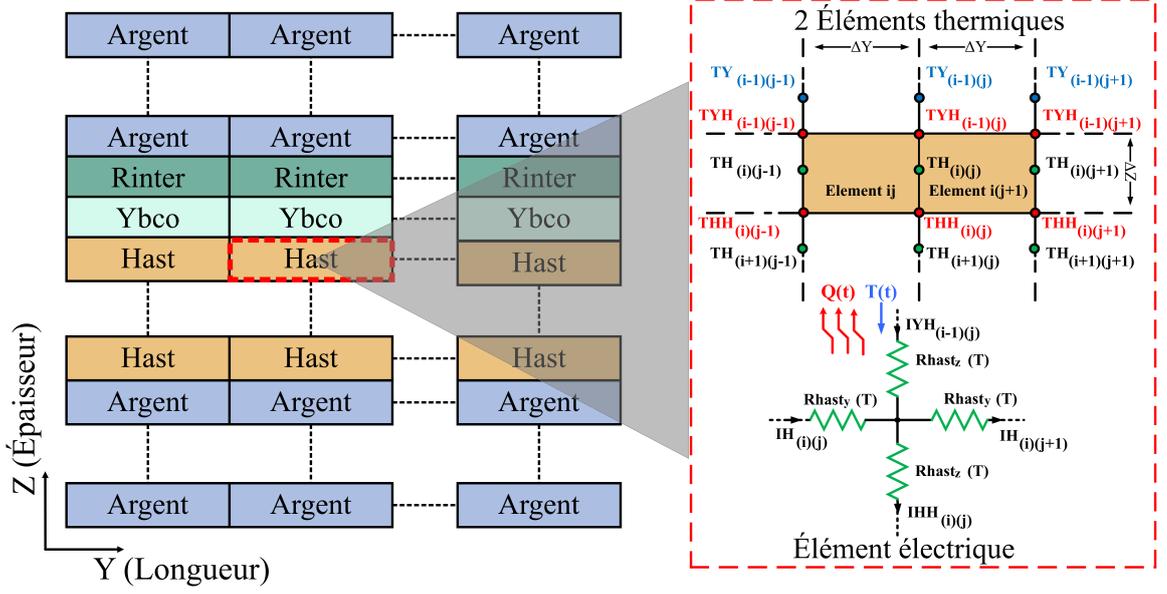


FIGURE 2.4 – Discrétisation 2D du ruban à haute température critique utilisé. Un Zoom sur la partie électrique et thermique d'un élément de discrétisation donné du ruban supraconducteur est présenté sur le côté droit de la figure. Il convient de noter que le schéma n'est pas reproduit à l'échelle réelle.

biais des fonctions d'interpolation en fonction de la température. Ces fonctions sont détaillées à l'annexe C.

Dans le cas du matériau supraconducteur, dont la résistivité dépend de la température T , de la densité de courant J_{Supra} , du champ magnétique appliqué B_{ext} et de l'emplacement sur la longueur du ruban, on considère cette dernière comme homogène en appliquant $J_{Supra} = I_{Supra}/A$, où I_{Supra} correspond au courant circulant dans la résistance concernée. Pour modéliser la résistivité ce matériau, nous avons utilisé la loi de puissance (equation 2.3) :

$$\rho_s(J, T, B_{ext}, y) = \frac{E_c}{J_c(T, B_{ext}, y)} \left(\frac{|J|}{J_c(T, B_{ext}, y)} \right)^{n-1} \quad (2.3)$$

Où E_c est le champ électrique critique utilisé pour définir la densité de courant critique du supraconducteur (RE)BCO J_c , et n est l'exposant de la loi de puissance qui détermine la "raideur" de la pente. La dépendance de la température et de la localisation de courant critique J_c est modélisée par la formule suivante (equation 2.4) :

$$J_c(T, B_{ext}, y) = J_{c0}(y) \frac{T_c - T}{T_c - T_0} \times F(B_{ext}) \quad (2.4)$$

avec T_0 la température du bain d'azote liquide, T_c la température critique du supraconducteur (RE)BCO, $F(B_{ext})$ la fonction (varie entre $[0, 1]$) de dépendance du courant critique vis-à-vis du champ magnétique appliqué qui sera abordée dans la section 2.4.4, et $J_{c0}(y)$ est la densité de

courant critique en champ propre à $T = T_0$, c'est-à-dire que le champ magnétique appliqué est uniquement celui créé par la circulation du courant dans le ruban supraconducteur. Cette densité de courant critique en champ propre dépend de la localisation (y) pour tenir compte de sa non homogénéité le long du ruban.

La résistivité $\rho_s(J, T, B_{ext}, y)$ issue de la loi de puissance a été mise en parallèle avec une résistivité $\rho_N(T)$ qui modélise l'état normal du matériau supraconducteur [66] [67], à savoir :

$$\rho_N(T) = \rho_{T_C} + \alpha(T - T_c) \quad (2.5)$$

où ρ_{T_C} correspond à la résistivité électrique à la température critique ($T = T_c$) et α est un coefficient de température. La résistivité électrique totale du matériau supraconducteur $\rho_{SCT}(J, T, y)$ peut alors s'écrire (equation 2.6) :

$$\rho_{SCT}(J, T, B_{ext}, Y) = \frac{\rho_s(J, T, B_{ext}, y) \times \rho_N(T)}{\rho_s(J, T, B_{ext}, y) + \rho_N(T)} \quad (2.6)$$

En effet, la résistance du matériau supraconducteur est équivalente à deux résistances en parallèle, comme le montre la figure 2.5.

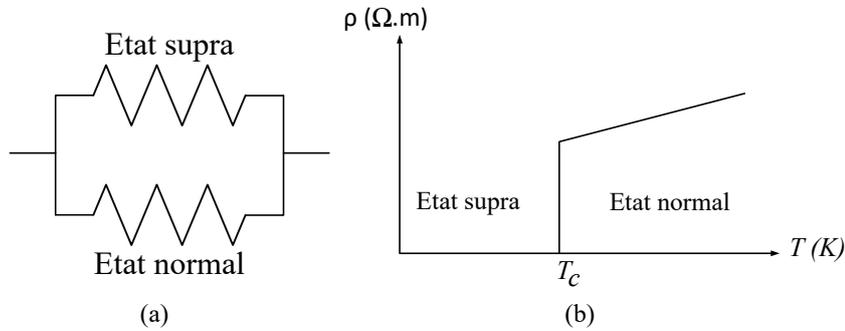


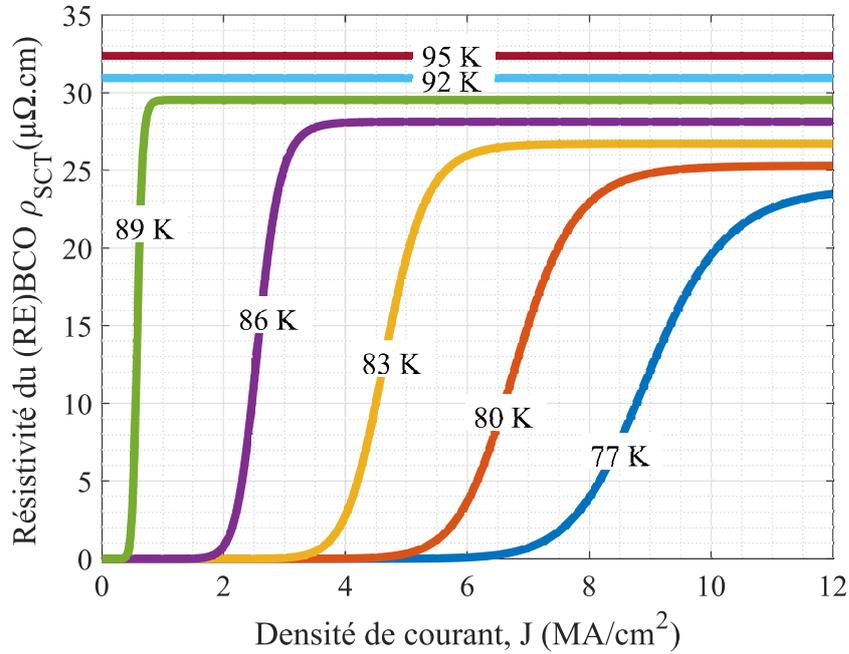
FIGURE 2.5 – Principe de modélisation de la résistance de la couche de (RE)BCO : (a) Modèle équivalent en circuit électrique ; (b) Allure de la résistivité en fonction de la température.

La méthode utilisée pour implémenter la résistivité du matériau supraconducteur permet de la faire évoluer en utilisant des modèles plus avancés, qui seront proposés dans le futur. Les paramètres utilisés dans cette thèse pour modéliser la résistivité de (RE)BCO proviennent de [68] [66], et sont résumées dans le tableau 2.1. Son évolution en fonction de la densité de courant (J) le long de la longueur du ruban et de la température (T) autour de la région de transition entre l'état supraconducteur et l'état normal est présentée sur la figure 2.6.

Les valeurs des résistances électriques R_{elec} de chaque élément quel que soit le matériau sont évaluées selon les expressions suivantes :

TABLE 2.1 – Paramètres utilisés dans la modélisation de résistivité électrique de (RE)BCO [68].

Paramètre	Valeur	Description
E_c	1 $\mu\text{V}/\text{cm}$	Critère de champ électrique critique
J_{c0}	2.5 MA/cm^2	Densité de courant critique en champ propre
n	15	Exposant de la loi de puissance
ρ_{T_c}	30 $\mu\Omega.\text{cm}$	Résistance à l'état normal à $T = T_c$
α	0.47 $\mu\Omega.\text{cm}/\text{K}$	Coefficient de température
T_c	90 K	Température critique
T_0	77 K	Température du bain d'azote

FIGURE 2.6 – Résistivité ($\rho_{sc}(T)$) de la couche de (RE)BCO en fonction de la densité de courant (J) et de la température (T) autour de la région de transition de l'état supraconducteur à l'état normal [67].

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{AgS_y}(T) = \rho_{Ag}(T) \times \frac{\Delta Y/2}{\Delta Z_{AgS} \times l} \\ R_{SC_y}(J, T, B_{ext}, y) = \rho_{SC}(J, T, B_{ext}, y) \times \frac{\Delta Y/2}{\Delta Z_{SC} \times l} \\ R_{Hast_y}(T) = \rho_{Hast}(T) \times \frac{\Delta Y/2}{\Delta Z_{Hast} \times l} \\ R_{AgI_y}(T) = \rho_{Ag}(T) \times \frac{\Delta Y/2}{\Delta Z_{AgI} \times l} \\ R_{AgS_z}(T) = \rho_{Ag}(T) \times \frac{\Delta Z_{AgS}/2}{\Delta Y \times l} \\ R_{SC_z}(J, T, B_{ext}, y) = \rho_{SC}(J, T, B_{ext}, y) \times \frac{\Delta Z_{SC}/2}{\Delta Y \times l} \\ R_{Hast_z}(T) = \rho_{Hast}(T) \times \frac{\Delta Z_{Hast}/2}{\Delta Y \times l} \\ R_{AgI_z}(T) = \rho_{Ag}(T) \times \frac{\Delta Z_{AgI}/2}{\Delta Y \times l} \end{array} \right. \quad (2.7)$$

où Z_{AgS} , Z_{SC} , Z_{Hast} et Z_{AgI} sont les épaisseurs respectives des éléments de discrétisation de la couche d'argent supérieure, de la couche supraconductrice, de la couche d'Hastelloy® et de la couche d'argent inférieure. ΔY est la longueur de tous les éléments de la discrétisation, l est la largeur du ruban supraconducteur et $\rho_{SC}(T)$, $\rho_{Ag}(T)$, et $\rho_{Hast}(T)$ représentent les résistivités de couche (RE)BCO, d'argent et d'Hastelloy® respectivement. Il est nécessaire de mentionner que ΔY est le même pour tous les éléments car nous avons adopté la même discrétisation selon la longueur du ruban, alors que ce n'est pas le cas pour ΔZ car la discrétisation selon l'épaisseur du ruban est spécifique à chaque couche.

Les quatre résistances qui constituent la partie électrique de base du modèle $2D_{(Y,Z)}$ sont indépendantes pour la modélisation des couches métalliques. Cependant, ceci n'est pas le cas pour le (RE)BCO. En effet, la modélisation de la résistivité du matériau supraconducteur est directement liée au courant qui le traverse et au champ magnétique appliqué. Or, ce n'est pas le cas pour la modélisation des matériaux métalliques. La modélisation de la résistance de l'interface électrique entre la couche de (RE)BCO et l'argent supérieur se fait au moyen d'une résistivité électrique de valeur constante.

En connectant tous les éléments électriques de base les uns à côté des autres, on obtient le circuit électrique global du ruban (figure 2.7). Ce circuit permet au courant de circuler dans toutes les directions, et donc de se répartir naturellement dans toutes les couches qui composent le ruban supraconducteur en fonction des valeurs de ses résistances.

Les équations algébriques électriques du modèle du ruban sont obtenues en appliquant les lois de Kirchhoff à ce dernier circuit 2.7. Par exemple, pour la maille et le noeud en rouge de la figure 2.7, nous avons :

$$\begin{aligned}
& [R_{Ybco_y}(T_{Ybco_j}, I_{Ybco_{j+1}}, B_{ext}, j \times \Delta Y) + R_{Ybco_y}(T_{Ybco_{j+1}}, I_{Ybco_{j+1}}, B_{ext}, (j+1) \times \Delta Y)] \times \\
& I_{Ybco_{(j+1)}} + [R_{Ybco_z}(T_{Ybco_{j+1}}, I_{YbcoHast_{j+1}}, B_{ext}, (j+1) \times \Delta Y) + R_{Hast_z}(T_{Hast_{j+1}})] \times \\
& I_{YbcoHast_{(j+1)}} = [R_{Hast_y}(T_{Hast_{j+1}}) + R_{Hast_y}(T_{Hast_j})] \times I_{Hast_{(j+1)}} + \\
& [R_{Hast_z}(T_{Hast_j}) + R_{Ybco_z}(T_{Ybco_j}, I_{YbcoHast_j}, B_{ext}, (j) \times \Delta Y)] \times I_{YbcoHast_j}
\end{aligned} \tag{2.8}$$

$$I_{Ybco_{j+1}} + I_{SYbco_{j+1}} = I_{Ybco_{j+2}} + I_{YbcoHast_{j+1}} \tag{2.9}$$

2.4.3 Modèle thermique

La plupart des modèles proposés considèrent que la diffusion de la chaleur dans l'épaisseur du ruban est très rapide et seule une température moyenne unique T (modèle homogène) est évaluée dans le modèle rSFCL [69] [70]. Cependant, les auteurs de [68] ont montré que la diffusion de la chaleur à la fois dans l'épaisseur et dans la longueur est importante, surtout lorsque le courant de défaut est proche du courant critique I_c ou dans le cas de phénomènes de points chauds, c'est-à-dire dans le cas d'une modification locale de la densité de courant critique dans

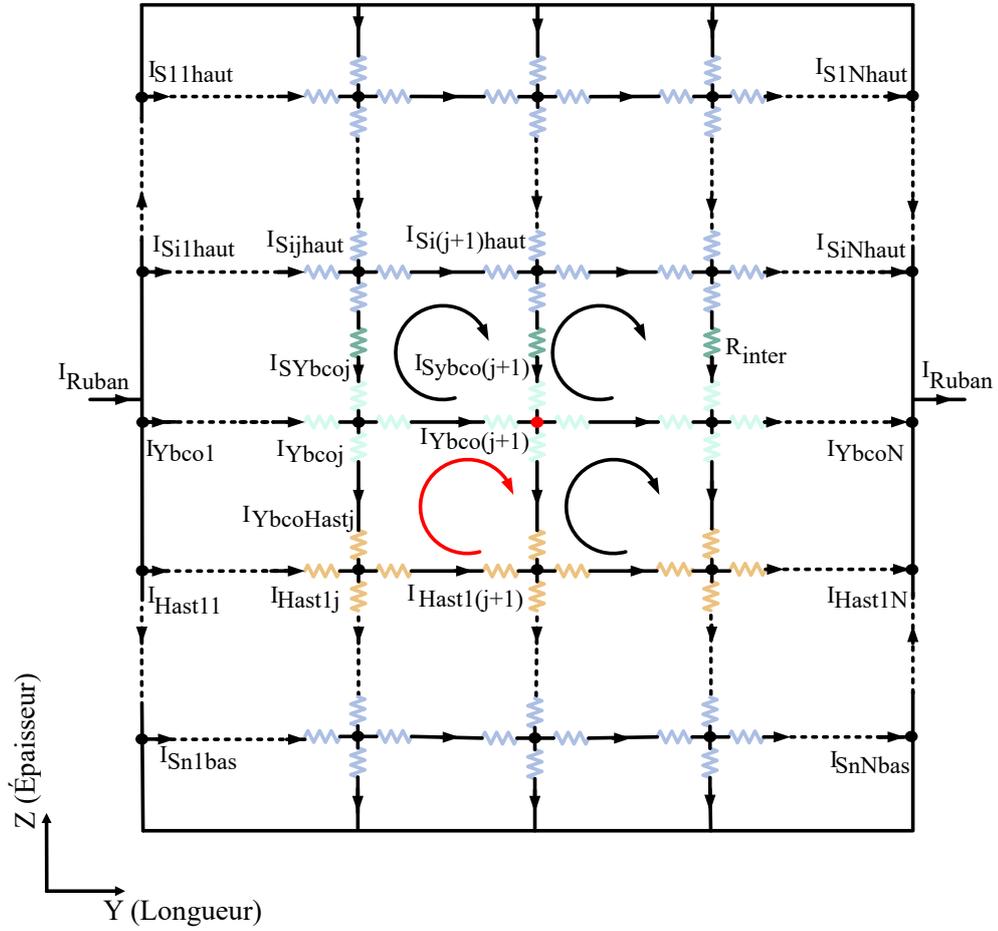


FIGURE 2.7 – Circuit électrique global du ruban à haute température critique utilisé. Il convient de noter que le schéma n'est pas à l'échelle réelle.

la longueur. Pour toutes ces raisons, la modélisation proposée dans cette thèse considère le comportement bidimensionnel ($2D_{(Y,Z)}$) de la conduction thermique dans l'épaisseur et la longueur du ruban supraconducteur à haute température critique.

Afin de déterminer l'évolution de la température dans chaque élément de la discrétisation du ruban, il faut résoudre les équations suivants :

$$\begin{cases} \rho_m C_p (T) \frac{\partial T}{\partial t} = \nabla \cdot (k(T) \nabla T) + P_J(T, I, B_{ext}) & \text{Sur tout le domaine} \\ \vec{n} \cdot \nabla T = 0 & \text{Sur les extrémités (droite, gauche) du ruban} \\ \vec{n} \cdot (k \nabla T) = h(T) \times S \times (T - T_0) & \text{Sur la couche Sup. et Inf. du ruban} \\ -\vec{n} \cdot (k \nabla T) \Big|_1 = \vec{n} \cdot (k \nabla T) \Big|_2 & \text{Entre les couches du ruban} \\ \text{Condition initiale : } T = T_0 = 77 \text{ k} & \text{Sur tout le domaine} \end{cases} \quad (2.10)$$

Où Q_j représente les pertes Joule par unité de volume à l'intérieur de l'élément considéré, $[W.m^{-3}]$, k est la conductivité thermique de l'élément $[W.m^{-1}.K^{-1}]$, ρ_m est la densité massique $[kg.m^{-3}]$, C_p est la capacité thermique spécifique $[J.kg^{-1}.K^{-1}]$, h est le coefficient de transfert

thermique $[\text{W.m}^2.\text{K}^{-1}]$, et S est la surface d'échange du ruban supraconducteur avec l'azote $[\text{m}^2]$.

- $\vec{n}.\nabla T = 0$ correspond à une isolation thermique aux extrémités droite et gauche du ruban avec de l'azote en considérant la surface d'échange infiniment petite ($\approx 2.2e - 4\mu \text{ m}^2$).
- $\vec{n}.(k\nabla T) = h(T) \times S \times (T - T_0)$ pour modéliser la dissipation thermique, avec h un coefficient d'échange non linéaire qui modélise les échanges thermiques dans le bain d'azote au niveau des deux couches d'argent. Cette dissipation peut être intégrée directement en la soustrayant des pertes Joule au niveau des couches d'argent.
- $-\vec{n}.(k\nabla T)\Big|_1 = \vec{n}.(k\nabla T)\Big|_2$ pour modéliser la conservation du flux thermique entre les différentes couches du ruban.

Le premier terme de l'équation de chaleur fait référence à la diffusion de chaleur, le deuxième terme correspond à l'énergie emmagasinée par l'élément, et le troisième terme est la puissance injectée sous forme de chaleur. Il convient de mentionner que la température de chaque noeud de discrétisation dépend de la localisation dans la longueur (Y_i), la localisation dans l'épaisseur (Z_j) et du temps, c'est à dire $T(Y_i, Z_j, t)$, mais pour simplifier l'écriture dans le développement des équations qui suit, on la note T_{ij} avec ij désignant le numéro de l'élément de discrétisation.

Les dérivées partielles de cette équation de la chaleur (equation 2.10) sont transformées en une forme discrétisée en différence finie. Pour expliquer cette méthode en détail, on développe l'équation de la chaleur à l'intérieur de l'élément de l'Hastelloy® (ij) représenté sur la figure 2.4 :

$$\begin{aligned}
 & \underbrace{\frac{K_{Hast}(T_{H_{i(j+1)}}) \times T_{H_{i(j+1)}} - 2 \times K_{Hast}(T_{H_{ij}}) \times T_{H_{ij}} + K_{Hast}(T_{H_{i(j-1)}}) \times T_{H_{i(j-1)}}}{\Delta Y^2}}_{\text{Selon la longueur (Y)}} + \\
 & \underbrace{\frac{K_{Hast}(T_{YH_{(i-1)j}}) \times T_{YH_{(i-1)j}} - 2 \times K_{Hast}(T_{H_{ij}}) \times T_{H_{ij}} + K_{Hast}(T_{HH_{ij}}) \times T_{HH_{ij}}}{\frac{\Delta Z_{Hast}^2}{4}}}_{\text{Selon l'épaisseur (Z)}} + \\
 & \underbrace{P_{Jij}(T_{H_{ij}}, I_{H_{ij}}, I_{H_{i(j+1)}}, I_{YH_{(i-1)j}}, I_{HH_{ij}})}_{\text{Pertes par effet Joule par unité de volume à l'intérieur de l'élément}} = \rho_{m_{Hast}} C_{p_{Hast}} (T_{H_{ij}}) \frac{\partial T_{H_{ij}}}{\partial t}
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

Le premier terme de l'équation (2.11) représente la diffusion de la chaleur le long de la longueur, tandis que le second terme représente la diffusion de la chaleur dans l'épaisseur.

Les pertes par effet Joule par unité de volume P_{Jij} à l'intérieur de l'élément considéré (ij) sont exprimées comme suit (2.12) :

$$P_{Jij} = \left[\frac{R_{HastY}(T_{Hij})}{2} (I_{Hij}^2 + I_{H(ij+1)}^2) + \frac{R_{HastZ}(T_{Hij})}{2} (I_{YH(i-1)j}^2 + I_{HHij}^2) \right] / (\Delta Y \times \Delta Z_{Hast} \times l) \quad (2.12)$$

Pour compléter le modèle thermique, on applique la conservation du flux thermique entre les couches. Par exemple, entre la couche (RE)BCO et la couche d'Hastelloy®, au noeud correspondant à la température $T_{YH(i-1)j}$ dans la figure 2.4 on obtient (2.13) :

$$k_{YBCO} (T_{YH(i-1)j}) \frac{(T_{Y(i-1)j} - T_{YH(i-1)j})}{\Delta Z_{YBCO}/2} = k_{Hast} (T_{YH(i-1)j}) \frac{(T_{YH(i-1)j} - T_{Hij})}{\Delta Z_{Hast}/2} \quad (2.13)$$

En ce qui concerne les conditions aux limites, la condition de Neumann est appliquée pour assurer l'isolation des extrémités du ruban (supérieure, inférieure, droite, gauche) de l'extérieur, autrement dit, le gradient de température est nul aux extrémités :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Pour } i = 0, \dots, N. \quad \frac{dT_{Ag}(Y_i, 0, t)}{dZ_{AgH}} = 0 \quad (\text{haut du ruban}) \\ \text{Pour } i = 0, \dots, N. \quad \frac{dT_{Ag}(Y_i, Z_{Ruban}, t)}{dZ_{AgB}} = 0 \quad (\text{bas du ruban}) \\ \text{Pour } j = 0, \dots, N_{AgB}. \quad \frac{dT_{AgB}(0, Z_j, t)}{dY} = 0 \quad (\text{gauche de l'argent du haut}) \\ \text{Pour } j = 1, \dots, N_{Hast}. \quad \frac{dT_{Hast}(0, Z_j + A_{gB}, t)}{dY} = 0 \quad (\text{gauche de l'Hastelloy®}) \\ \text{Pour } j = 1. \quad \frac{dT_{Ybco}(0, Z_j + A_{gB} + N_{Hast}, t)}{dY} = 0 \quad (\text{gauche de l'Ybco}) \\ \text{Pour } j = 1, \dots, N_{AgH}. \quad \frac{dT_{AgH}(0, Z_j + A_{gB} + N_{Hast} + 1, t)}{dY} = 0 \quad (\text{gauche de l'argent du bas}) \\ \text{Pour } j = 0, \dots, N_{AgB}. \quad \frac{dT_{AgB}(Y_{Ruban}, Z_j, t)}{dY} = 0 \quad (\text{droite de l'argent du haut}) \\ \text{Pour } j = 1, \dots, N_{Hast}. \quad \frac{dT_{Hast}(Y_{Ruban}, Z_j + A_{gB}, t)}{dY} = 0 \quad (\text{droite de l'Hastelloy®}) \\ \text{Pour } j = 1. \quad \frac{dT_{Ybco}(Y_{Ruban}, Z_j + A_{gB} + N_{Hast}, t)}{dY} = 0 \quad (\text{droite de l'Ybco}) \\ \text{Pour } j = 1, \dots, N_{AgH}. \quad \frac{dT_{AgH}(Y_{Ruban}, Z_j + A_{gB} + N_{Hast} + 1, t)}{dY} = 0 \quad (\text{droite de l'argent du bas}) \end{array} \right. \quad (2.14)$$

Avec N_{AgB} , N_{Hast} , N_{AgH} , N , Z_{Ruban} et Y_{Ruban} , sont respectivement, le nombre de discrétisations dans l'épaisseur de la couche d'argent inférieure, le nombre de discrétisations dans l'épaisseur de la couche d'Hastelloy®, le nombre de discrétisations dans l'épaisseur de la couche d'argent supérieure, le nombre total de discrétisations dans la longueur du ruban, l'épaisseur du ruban et la longueur du ruban.

Le dernier élément à considérer dans le modèle est le refroidissement du ruban par convection $Q_c(T)$, qui est également non linéaire. Ce dernier modélise les échanges entre le ruban supraconducteur et le bain d'azote par un coefficient d'échange $h(T)$. Il est évalué à l'aide de la loi non linéaire de Newton (2.15) :

$$P_c(T_s) = h(T_s) \times A \times (T_s - T_0) \quad (2.15)$$

où T_s est la température de surface du ruban, T_0 est la température du bain cryogénique considérée constante et égale à 77 K (bain de "liquid nitrogen" : LN2), et A est la surface de la face en contact avec le bain de LN2, et h est le coefficient de transfert thermique, il est exprimé en $[W.m^2.K^{-1}]$, tiré de [65], et donné en annexe C.

Le refroidissement est intégré dans le modèle en soustrayant la puissance de refroidissement des pertes par effet Joule de chaque élément de discrétisation de la couche de surface des deux couches d'argent supérieure et inférieure. Par exemple, pour les éléments de la couche d'argent supérieure (2.16) :

$$P_{CS1j} = P_{J1j} - \frac{P_c(T_{Argent1j})}{\Delta Y \times l \times \Delta Z_{AgH}} = P_{J1j} - \frac{h(T_{Argent1j}) \times (\Delta Y \times l) \times (T_{Argent1j} - T_0)}{\Delta Y \times l \times \Delta Z_{AgH}} \quad (2.16)$$

Où ΔZ_{AgH} , P_{J1j} sont l'épaisseur et les pertes Joule par unité de volume des éléments de la première sous-couche d'argent supérieure.

2.4.4 Dépendance en champ magnétique de la densité de courant critique J_c

Pour les supraconducteurs à haute température critique, la dépendance du courant critique au champ magnétique appliqué est significative, et constitue une propriété importante des matériaux tels que le (RE)BCO. En effet, les supraconducteurs à haute température critique présentent une anisotropie intrinsèque, qui se traduit par une diminution différente de J_c selon que le champ appliqué est parallèle ou perpendiculaire à la longueur du ruban.

Dans le cadre de cette thèse, où un champ magnétique externe sera appliqué à un ruban supraconducteur afin de stabiliser le réseau DC, il est nécessaire de modéliser la dépendance expérimentale de J_c avec le champ magnétique.

Il existe un grand nombre de modèles de dépendance au courant critique J_c au champ externe appliqué trouvés dans la littérature. Nous allons essayer de les synthétiser en deux classes principales, les modèles de forme inverse, et les modèles de forme exponentielle. La première classe peut être exprimée sous la forme générale suivante :

$$J_c(B_{ext}) = J_{c0} \times F(B_{ext}) = \frac{J_{c0}}{\left(1 + \left(\frac{|B_{ext}|}{B_0}\right)^\alpha\right)^\beta} \quad (2.17)$$

Pour $\alpha = 1$ et $\beta = 1$, on trouve le modèle de Kim [71], largement utilisé pour les supraconducteurs à basse température critique.

La deuxième classe, les modèles de forme exponentielle, peut être écrite comme suit :

$$J_c(B) = J_{c0} \times F(B_{ext}) = J_{c0} \cdot e^{-(|B_{ext}|/B_0)^\alpha} \quad (2.18)$$

Le cas $\alpha = 1$ correspond au modèle proposé par Fietz et al. [72] pour les matériaux à basse température critique. Plusieurs auteurs ont proposé une telle forme exponentielle pour modéliser

le comportement des matériaux des matériaux à haute température critique, par exemple Horvat et al [73].

Afin de reproduire précisément le comportement des rubans sous un champ externe, dans notre modèle, des données expérimentales à 77 K seront directement incluses dans le modèle par interpolation directe ou par les modèles classiques présentés ci-dessus en trouvant les paramètres adéquats. Même lorsqu'aucun champ magnétique externe n'est appliqué, lorsqu'on utilise la technique de caractérisation par transport de courant, les mesures de $J_c(B_{ext})$ incluent les effets du champ propre, qui ne peuvent être annulés. Cependant, la valeur maximale du champ propre observé sur un ruban est généralement de quelques mT sur les bords et encore plus faible à l'intérieur, nous ferons donc l'hypothèse de négliger l'influence du champ propre dans $J_c(B_{ext})$ [74]. Cette hypothèse est justifiée par le fait que le champ magnétique appliqué sera beaucoup plus élevé que le champ propre.

L'équation thermique de chaque élément, les équations de conservation de la densité de flux entre les couches, et les conditions aux limites, combinées aux équations algébriques électriques représentent un système d'équations différentielles/algébriques (DAE). Ce système d'équations est implémenté et résolu dans le logiciel OpenModelica en raison de ses divers avantages. Une explication détaillée de cette implantation sera donnée dans la section suivante.

Compte tenu du caractère répétitif des équations, nous avons choisi d'écrire un programme sur le logiciel Rstudio [75] qui rédige et génère le code .mo du langage Modelica. Un exemple de cette approche est présenté dans la figure 2.8.

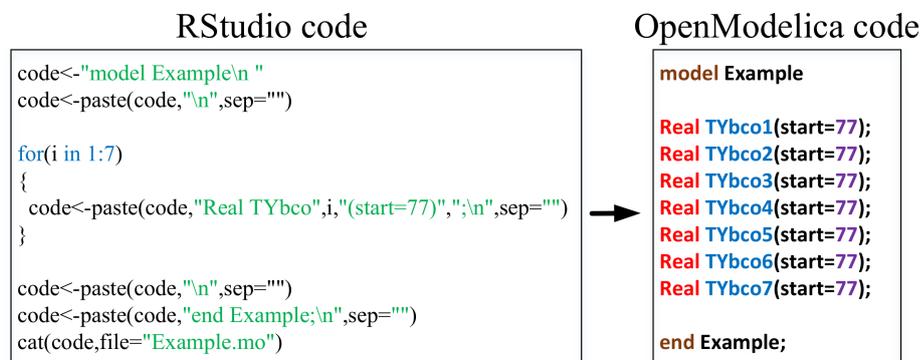


FIGURE 2.8 – Exemple de fichier OpenModelica .mo généré par RStudio..

À titre d'exemple, un code de 5000 lignes est pratiquement impossible à écrire à la main, mais grâce à cette technique, c'est plus facile.

2.4.5 OpenModelica et implémentation du modèle

OpenModelica et ses avantages

OpenModelica est un logiciel libre (open-source) de modélisation, d'optimisation et de simulation de systèmes physiques complexes basé sur Modelica, qui est un langage orienté objet destiné à un usage industriel et académique. Son développement est soutenu par une organisa-

tion à but non lucratif - le Modelica Open Source Consortium (MOSC) [76]. Modelica est un langage multidisciplinaire qui utilise une modélisation basée sur des équations, ce qui signifie que le comportement physique d'un modèle est décrit par des équations différentielles, algébriques et discrètes. De nombreux avantages d'OpenModelica, hormis le fait qu'il soit gratuit, et open source, nous ont conduit à le choisir pour implémenter et résoudre les équations de notre modèle [77] [78] :

1. Code lisible et aucune direction prédéterminée du flux de données (causale et acausale)

Le langage de modélisation est acausal. Cela signifie que les équations du modèle peuvent être écrites dans leur forme originale (naturelle), telle que nous les avons présentées dans les sections précédentes, et qu'il n'est pas nécessaire de les manipuler (pas nécessairement mises sous forme d'état). Il suffit de décrire le modèle par des équations différentielles algébriques (DAE) et la causalité du système sera traitée intégralement par le compilateur. Le compilateur "Modelica" assure la mise en ordre de toutes les équations du système et sa transformation en système causal par le traitement des boucles algébriques et différentielles. Cela rend le code lisible, simple à comprendre et facile à écrire car il n'est pas nécessaire de passer du temps à reformuler les équations. De plus, cette acausalité apporte plus de flexibilité au modèle, c'est-à-dire pour modifier ou étendre le modèle, il n'est pas nécessaire de réordonner manuellement les équations du système pour établir la nouvelle causalité. Il suffit d'ajouter les équations, et la causalité sera gérée automatiquement.

2. Un langage orienté objet

Le langage Modelica est orienté objet. Il est basé sur le concept d'objet, une entité physique, et la définition de son contenu et de son interaction avec d'autres objets. Cela a deux grands intérêts :

- Prototypage plus rapide des systèmes : Un système peut être décomposé en plusieurs sous-systèmes qui peuvent être décrits et traités séparément, puis assemblés pour construire le système global. Cette analyse séquentielle permet une structuration des données du modèle, facilitant ainsi sa compréhension et son utilisation par les utilisateurs. Par exemple, dans notre cas, les parties thermique et électrique peuvent être traitées séparément avant d'être assemblées.

- Réutilisation et structuration plus aisée du modèle :

Avec le langage orienté objet, il est facile de structurer le code à travers des classes, des fonctions et de le réutiliser grâce au concept d'héritage en utilisant le mot clé "extends". De nouveaux modèles peuvent donc être créés en étendant le modèle existant [78]. On peut même modifier le modèle existant en y ajoutant des équations supplémentaires, ce qui signifie qu'il n'y a aucun problème pour étendre le modèle si des fonctions ou des sous-modèles supplémentaires sont nécessaires. Ces avantages sont considérables par rapport à la construction de modèles dans Matlab/Simulink, qui n'est pas orienté objet. Dans Matlab/Simulink, les modèles ne peuvent pas hériter les uns des autres, le code est donc moins structuré.

3. Bibliothèques Modelica

Il existe des fonctions dans les bibliothèques Modelica qui peuvent être utilisées pour faciliter la modélisation. Cela simplifie la modélisation, car il est beaucoup plus facile

d'ajouter une fonction existante d'une bibliothèque et de l'utiliser que de créer sa propre fonction.

OpenModelica est un logiciel libre, donc tout le monde peut développer de nouvelles bibliothèques et les partager avec d'autres. Si certaines fonctions sont nécessaires pour construire un modèle, elles peuvent déjà être créées et exister dans une bibliothèque. Tout ce que vous avez à faire est d'ajouter la bibliothèque et d'utiliser les fonctions. Cela signifie que plus les gens utilisent Modelica, plus des bibliothèques seront créées et plus il sera facile de construire des modèles en Modelica.

4. Functional Mock-up Interface (FMI)

La Functional Mock-up Interface (ou FMI) définit une interface normalisée à utiliser pour échanger des modèles dynamiques et par la co-simulation. OpenModelica fait partie du logiciel qui importe et exporte les FMU (Functional Mock-up Unit) pour la co-simulation et l'échange de modèles (Model Exchange). Cet avantage et ses atouts sur le modèle que nous avons développé sont détaillés dans la section 2.8.

Implémentation du modèle

Pour la partie électrique du modèle, les équations algébriques électriques obtenues par la loi des mailles et la loi des noeuds appliquées au circuit électrique global sont écrites dans un programme principal "Model" de OpenModelica. Toutes les résistances de chaque couche sur la longueur et l'épaisseur du ruban sont modélisées par une seule fonction qui a comme arguments la température, et/ou le courant, et/ou l'emplacement de la résistance dans le ruban ainsi que ΔZ , ΔY , et la largeur (l). Ces fonctions utilisent la fonction de résistivité qui a comme argument la température pour l'argent et l'Hastelloy® et la température, le courant, l'emplacement de la résistance dans le ruban ainsi que ΔZ , ΔY , et la largeur (l) pour (RE)BCO. La résistivité de la couche supraconductrice utilise une fonction "inhomogénéité" qui a pour argument l'emplacement de la résistance pour fixer la valeur du courant critique à 77 K en chaque endroit du ruban. Les fonctions de résistance sont appelées par le programme principal du modèle avec les arguments appropriés de chaque élément de discrétisation (figure 2.9). La résistance d'interface est implémentée par une résistance constante directement dans les équations du programme principal avec une variable globale qui peut être facilement modifiée.

Pour la partie thermique du modèle, les propriétés thermiques de chaque matériau, la conductivité thermique et la densité massique avec la capacité thermique spécifique sont modélisées par une fonction qui a pour argument la température. Les pertes par effet Joule de chaque matériau sont également modélisées par une fonction qui a pour arguments, la température, les quatre courants qui traversent l'élément électrique concerné, ΔZ , ΔY , l pour l'argent et l'Hastelloy® (voir l'exemple de l'équation de pertes Joule de l'élément de l'Hastelloy® (2.12)) plus R_{inter} et l'emplacement de l'élément pour le (RE)BCO. Ces fonctions de pertes de Joule font appel aux fonctions des résistances qui constituent l'élément (figure 2.9).

Cette approche de la modélisation permet de mettre à jour le modèle sans avoir à modifier quoi que ce soit dans le système électrique et thermique, c'est-à-dire que l'utilisateur doit simplement définir le modèle supraconducteur dans la fonction pour exécuter une nouvelle simulation. Toutefois, si le modèle est satisfaisant et que l'utilisateur souhaite simplement mettre à jour les paramètres du matériau, il peut le faire directement par le biais des paramètres globaux au début

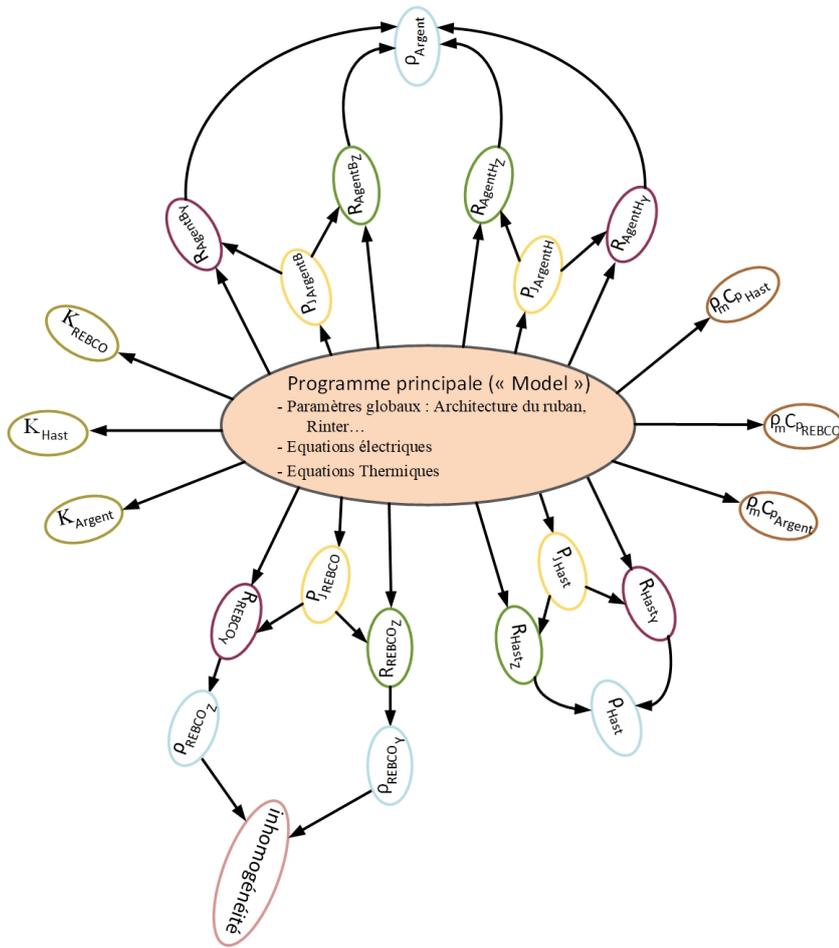


FIGURE 2.9 – Organisation modulaire du modèle de ruban supraconducteur dans OpenModelica.

du programme principal.

2.5 Homogénéisation du ruban supraconducteur $1D_{(Y)}$

Le modèle développé dans OpenModelica offre la possibilité d'étudier le modèle thermique "homogénéisé" souvent utilisé dans la littérature [69] [70] [79]. Ceci nous permet de comparer le modèle $2D_{(Y,Z)}$ où chaque couche a sa propre température avec celui qui consiste à considérer une température homogène dans l'épaisseur (figure 2.10). En effet, étant donnée que les rubans supraconducteurs disponibles sur le marché ont une faible épaisseur, on considère dans ce cas de modélisation que la température est homogène dans l'épaisseur du ruban.

Pour ce faire, on considère une seule conductivité thermique équivalente K_{Eq_j} , une seule énergie emmagasinée équivalente $(\rho_m C_p)_{Eq}$ et une seule perte Joule équivalente par unité de volume $P_{J_{Eq_j}}$ pour chaque cellule de discrétisation du ruban dans la longueur. Ces propriétés équivalentes dépendent des propriétés de l'ensemble des matériaux du ruban. L'équation thermique devient (2.19) :

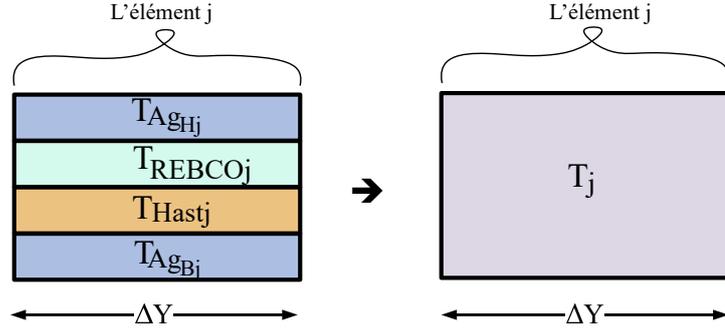


FIGURE 2.10 – Illustration de l'équivalence d'homogénéisation thermique d'une cellule de discrétisation dans la longueur du ruban.

$$\frac{\partial}{\partial y} \phi_y(T) + P_{vEq}(T, I, B_{ext}) = (\rho_m \cdot C_p)_{Eq}(T) \frac{\partial T}{\partial t} \quad \text{avec} \quad \phi_y = K_{Eq}(T) \frac{\partial T}{\partial y} \quad (2.19)$$

Ainsi, par exemple, pour le j -ème élément de la discrétisation par la méthode des différences finies, cette équation devient (2.20) :

$$\underbrace{\frac{K_{Eq}(T_{j+1}) \times T_{j+1} - 2 \times K_{Eq}(T_j) \times T_j + K_{Eq}(T_{j-1}) \times T_{j-1}}{\Delta Y^2}}_{\text{Selon la longueur (Y)}} + \underbrace{P_{vEq_j}(T_j, I_{AgH_{1j}}, \dots, I_{AgB_{nj}}, B_{ext})}_{\text{Pertes par effet Joule par unité de volume à l'intérieur de l'élément}} = \rho_m C_{pEq}(T_j) \frac{\partial T_j}{\partial t} \quad (2.20)$$

En ce qui concerne la partie électrique du modèle homogénéisé, et contrairement à la plupart des modèles homogénéisés existants, elle est en 2D comme le modèle développé ci-dessus, c'est-à-dire que le courant peut passer d'une couche à l'autre. Le passage à un modèle électrique 1D se fait simplement en désactivant les résistances électriques entre les couches, en leur donnant une valeur très grande.

2.5.1 Conductivité thermique équivalente

La conductivité thermique équivalente d'une colonne verticale (2.22) est calculée à partir de la résistance thermique équivalente de cette dernière (2.21). Cette résistance thermique équivalente est calculée en fonction de chaque matériau de la colonne :

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{th}(T_j) = \frac{1}{\text{ConductiviteThermique}(T_j)} \times \frac{\text{longueur}}{\text{Section}} \\ \Delta R_{AgH_j}(T_i) = \frac{1}{K_{Ag}(T_j)} \times \frac{\Delta Y}{Ep_{AgH} \times l} \\ \Delta R_{REBCO_j}(T_i) = \frac{1}{K_{REBCO}(T_j)} \times \frac{\Delta Y}{Ep_{REBCO} \times l} \\ \Delta R_{Hast_j}(T_i) = \frac{1}{K_{Hast}(T_j)} \times \frac{\Delta Y}{Ep_{Hast} \times l} \\ \Delta R_{AgB_j}(T_i) = \frac{1}{K_{Ag}(T_j)} \times \frac{\Delta Y}{Ep_{AgB} \times l} \\ \Delta R_{Eq_j}(T_j) = \frac{1}{\frac{1}{\Delta R_{AgH_j}(T_j)} + \frac{1}{\Delta R_{REBCO_j}(T_j)} + \frac{1}{\Delta R_{Hast_j}(T_j)} + \frac{1}{\Delta R_{AgB_j}(T_j)}} \end{array} \right. \quad (2.21)$$

$$\Rightarrow \Delta K_{Eq_j}(T_j) = \frac{\Delta Y}{\Delta R_{Eq_j}(T_j) \times l \times (Ep_{AgH_j} + Ep_{REBCO_j} + Ep_{Hast} + Ep_{AgB_j})} \quad (2.22)$$

2.5.2 Énergie emmagasinée équivalente

L'énergie emmagasinée équivalente d'une colonne verticale (2.24) est calculée à partir de l'énergie emmagasinée dans chaque matériau de cette colonne :

$$\left\{ \begin{array}{l} Q = \rho_m \cdot C_p \times \text{Volume} \\ \Delta Q_{AgH_j}(T_j) = \rho_{m_{Ag}} \times Cp_{Ag}(T_j) \times (\Delta Y \times Ep_{AgH} \times l) \\ \Delta Q_{REBCO_j}(T_j) = \rho_{m_{REBCO}} \times Cp_{Ybco}(T_j) \times (\Delta Y \times Ep_{REBCO} \times l) \\ \Delta Q_{Hast_j}(T_j) = \rho_{m_{Hast}} \times Cp_{Hast}(T_j) \times (\Delta Y \times Ep_{Hast} \times l) \\ \Delta Q_{AgB_j}(T_j) = \rho_{m_{Ag}} \times Cp_{Ag}(T_j) \times (\Delta Y \times Ep_{Ag} \times l) \\ \Delta Q_{Eq_j}(T_j) = \Delta Q_{AgH_j}(T_j) + \Delta Q_{REBCO_j}(T_j) + \Delta Q_{Hast_j}(T_j) + \Delta Q_{AgB_j}(T_j) \end{array} \right. \quad (2.23)$$

$$\Rightarrow \Delta(\rho_m \cdot C_p)_{Eq}(T_j) = \frac{\Delta Q_{Eq_j}(T_j)}{(Ep_{AgH} + Ep_{REBCO} + Ep_{Hast} + Ep_{AgB}) \times l \times \Delta Y} \quad (2.24)$$

2.5.3 Pertes Joule équivalentes par unité de volume

Concernant les pertes Joule équivalentes par unité de volume d'une colonne verticale (2.26), nous avons calculé les pertes joules d'une colonne en fonction des résistances électriques de chaque matériau constituant cette colonne et les courants qui les traversent (2.26) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta P_{Eqj} = \Delta P_{AgHj} \left(T_j, I_{AgH_{1,j}}, \dots, I_{AgH_{k,j}} \right) + \Delta P_{REBCO} \left(T_j, I_{REBCO_{1,j}}, \dots, I_{REBCO_{4,j}}, B_{ext} \right) + \\ \Delta P_{Hast} \left(T_j, I_{Hast_{1,j}}, \dots, I_{REBCO_{m,j}} \right) + \Delta P_{AgBj} \left(T_j, I_{AgB_{1,j}}, \dots, I_{AgB_{n,j}} \right) \end{array} \right. \quad (2.25)$$

$$\Rightarrow \Delta P_{vEq,j} = \frac{\Delta P_{Eqj}}{(E_{pAgH} + E_{pREBCO} + E_{pHast} + E_{pAgB}) \times l \times \Delta Y} \quad (2.26)$$

Dans cette façon de concevoir le modèle homogénéisé, il est possible de modéliser les capacités de refroidissement en les soustrayant du volume équivalent source.

2.5.4 Conditions aux limites

Concernant les conditions aux limites (droite et gauche), nous avons fait deux conditions de Neumann qui traduisent l'isolement de cette extrémité (le gradient de température est nul au point isolé) :

$$\begin{aligned} \text{Condition à la limite gauche} &\Rightarrow \left. \frac{\partial T(0,t)}{\partial y} \right|_{Y=0} = 0 \Leftrightarrow T_1 = T_2 \\ \text{Condition à la limite droite} &\Rightarrow \left. \frac{\partial T(Y_{Ruban},t)}{\partial y} \right|_{Y=L} = 0 \Leftrightarrow T_{N-1} = T_N \end{aligned} \quad (2.27)$$

2.6 Étude de cas $1D_{(Z)}$: diffusion de la chaleur dans l'épaisseur

L'objectif de ce premier cas d'étude est de vérifier que le transfert de chaleur à travers l'épaisseur du ruban à HTC est bien modélisé. On considère un limiteur restrictif (rSFCL) de type Superpower® SF4050 de 6 m de longueur et de 4 mm de largeur avec un courant critique de $I_c = 100$ A qui est considéré comme homogène sur toute sa longueur. Ce ruban dispose de l'architecture présentée précédemment, à savoir quatre couches qui sont empilées de haut en bas dans l'ordre suivant :

- Argent ($2\mu\text{m}$)
- (RE)BCO ($1\mu\text{m}$)
- Hastelloy® ($100\mu\text{m}$)
- Argent ($1.8\mu\text{m}$)

En raison de l'absence de variation de la géométrie et des propriétés le long de Y (longueur) et X (largeur), nous devons seulement discrétiser le ruban dans la direction z (épaisseur) et désactiver les termes de diffusion de la chaleur le long de la longueur, ce qui conduit à un problème $1D_{(Z)}$ suivant l'épaisseur. Les dimensions du ruban et sa discrétisation sont indiquées dans le tableau 2.2.

TABLE 2.2 – Architecture du ruban et sa discrétisation pour l'étude de cas 1D_(Z).

Couche	Matériau	Épaisseur (μm)	Largeur (mm)	Nombre d'éléments suivant l'axe Z
1	Argent	2	4	1
2	(RE)BCO	1	4	1
3	Hastelloy®	100	4	1
1	Argent	1.8	4	1

Le modèle du limiteur est inséré dans un réseau radial représenté sur la figure 2.11 afin d'être validé. Ce réseau est constitué :

- Une source de tension idéale V_s d'une valeur maximale de 220 V et d'une fréquence de 50 Hz.
- Une charge d'une résistance R_c de 7 Ω .
- Un interrupteur idéal permettant de créer un court-circuit à $t_{CC} = 20$ ms.
- Une résistance R_D de 0.2271 Ω qui sera court-circuitée avec la résistance R_c pour créer un défaut qui correspond à un pic de courant de $10 \times I_c$

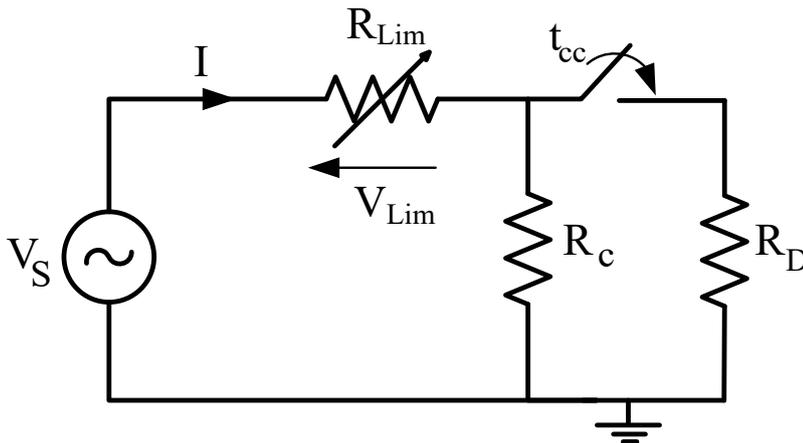


FIGURE 2.11 – Réseau radial utilisé pour tester le modèle du rSFCL.

Les paramètres de ce ruban supraconducteur sont listés dans le tableau 2.1, page 33. En ce qui concerne le refroidissement entre le ruban supraconducteur et le bain d'azote, on considère que l'échange se produit au niveau des surfaces supérieure et inférieure des couches d'argent. La couche d'Hastelloy® et de (RE)BCO sont considérées isolées de l'azote liquide.

Les simulations ont tout d'abord été effectuées dans l'environnement OpenModelica et à partir de ces premières simulations, la tension aux bornes du limiteur (figure 2.12) a été extraite, puis divisée par la longueur totale pour obtenir le champ électrique équivalent. Ce dernier a été appliqué à un modèle en éléments finis développé dans COMSOL Multiphysics qui est présenté dans l'annexe A. Cela permet enfin de comparer les résultats des deux modèles de simulation.

Afin d'assurer une bonne comparaison du modèle à différences finies développé sur OpenModelica avec son homologue à éléments finis développé sur Comsol, plusieurs grandeurs ont été observées et comparées :

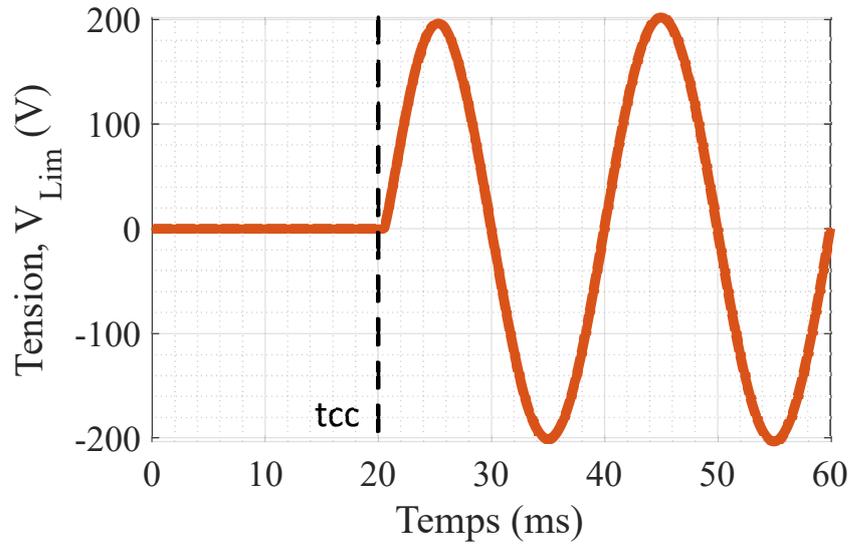


FIGURE 2.12 – Tension aux bornes du limiteur obtenue à partir du modèle $1D_{(z)}$ développé dans OpenModelica, qui a ensuite été appliquée au modèle à éléments finis développé sur Comsol.

- Les courants et des pertes Joule des deux modèles auxquels ont été ajoutés les résultats du modèle homogène. Cela permet de vérifier si les modèles reproduisent les mêmes quantités électriques et la transition de l'état supraconducteur à l'état résistif. Il permet également de vérifier la validité du modèle homogène.
- La température de la couche supraconductrice (RE)BCO pour chaque modèle de simulation. Cela permet de voir si les modèles donnent la même température et de vérifier que le refroidissement est bien modélisé.

Les figures (2.13), (2.14) et (2.15) montrent l'évolution temporelle du courant source $i(t)$, des pertes en joules et de la température de la couche supraconductrice $T_{YBCO}(t)$ pour les trois modèles. Il y a un excellent accord entre les deux modèles, celui à différence finie développé dans OpenModelica et celui à éléments finis développé dans COMSOL qui prennent en compte la diffusion de la chaleur dans l'épaisseur, où les courbes peuvent à peine être distinguées. Le courant $i(t)$ est limité à ≈ 212 A pour les modèles $1D_{(z)}$ développés OpenModelica et COMSOL, alors que pour le modèle homogène il est limité à ≈ 227 A. On peut ainsi constater une surestimation du courant avec le modèle homogène de ($\approx 7\%$) lors du premier pic, ce qui entraîne une surestimation des pertes Joule et température, bien que faible (1 K).

Il est important de noter que le courant de la simulation donné par le modèle à éléments finis développé dans COMSOL commence par 0 A avant le moment où le court-circuit est réalisé, c'est-à-dire à $t = t_{CC} = 20ms$, ce qui est expliqué par l'absence de tension appliquée au niveau du ruban qui est dans un état supraconducteur.

Concernant l'évolution de la température de la couche supraconductrice (RE)BCO, avant le défaut, elle est égale à 77 K pour les trois modèles ce qui permet au courant de circuler exclusivement dans la couche supraconductrice (le limiteur est invisible pour le réseau). A l'instant t_{CC} , le défaut est introduit dans le réseau, le courant augmente, les pertes Joule aussi, induisant

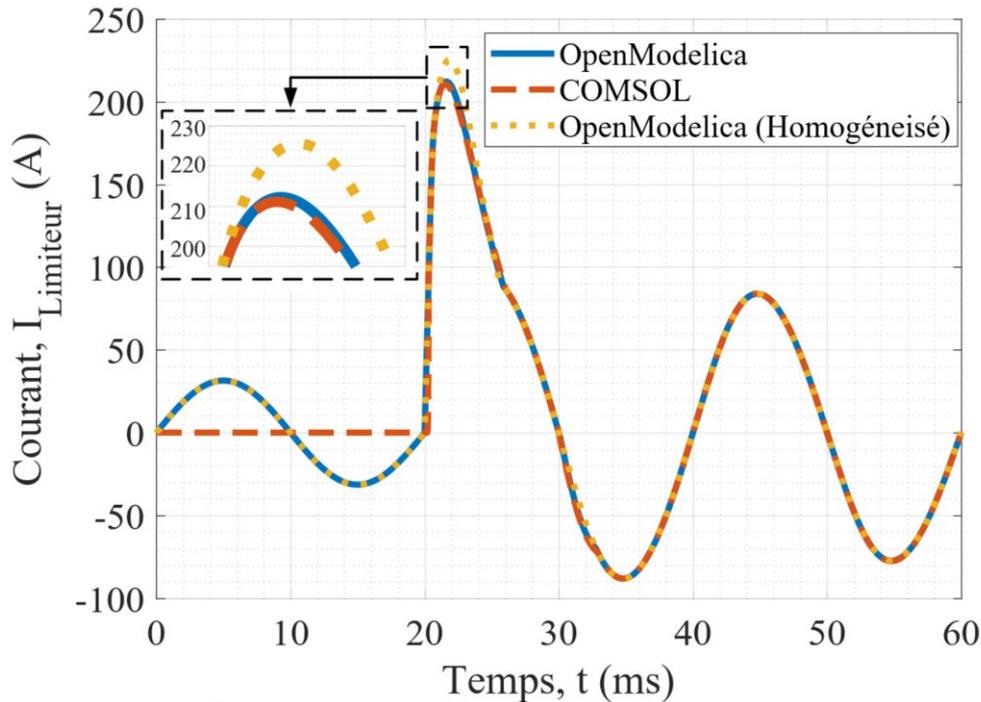


FIGURE 2.13 – Résultats des simulations du modèle $1D_{(z)}$ à différences finies développé dans OpenModelica et à éléments finis développé dans COMSOL Multiphysics pour le courant traversant le rSFCL intégré dans le circuit de la figure 2.11. Notez que le courant simulé par COMSOL est nul au premier cycle avant le moment où le court-circuit est réalisé, ce qui est dû à la forme de la tension appliquée qui est nulle au premier cycle (voir figure 2.12). En ce qui concerne le courant du modèle homogénéisé, nous constatons une surestimation du courant lors du premier pic de $\approx 7\%$.

une augmentation de la température du ruban . On peut voir sur la figure (2.15) que l'évolution de $T_{YBCO}(t)$ est identique pour les deux modèles $1D_{(z)}$ développés dans OpenModelica et COMSOL et diffusent de la chaleur plus rapidement dans les couches du ruban lorsque le défaut apparaît par rapport au modèle homogène, ce qui provoque une transition plus rapide du matériau supraconducteur (et donc une limitation plus rapide du premier pic de courant). Ces résultats montrent qu'il est nécessaire de considérer la diffusion de chaleur dans l'épaisseur lors de l'étude de l'impact des rSFCL dans les réseaux, afin d'éviter des erreurs en termes de dimensionnement des dispositifs de protection, par exemple.

2.7 Étude de cas $2D_{(Y,Z)}$: diffusion de la chaleur dans l'épaisseur et la longueur du ruban

Dans ce deuxième cas d'étude, l'objectif est de vérifier que le transfert de chaleur dans la longueur du ruban et son transfert dans l'épaisseur sont bien modélisés. On s'intéresse donc à un cas 2D. Pour cela, il est nécessaire, en plus du maillage de l'épaisseur, de discrétiser la longueur

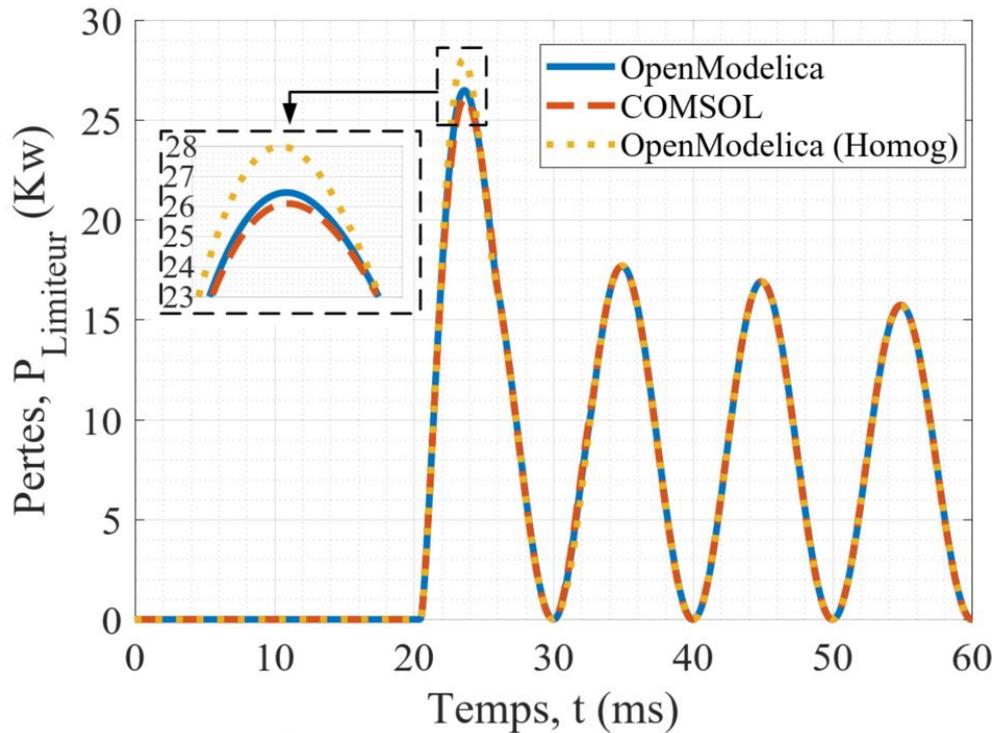


FIGURE 2.14 – Résultats des simulations du modèle $1D_{(z)}$ à différences finies développé dans OpenModelica et du modèle $1D_{(z)}$ à éléments finis développé dans COMSOL Multiphysics pour les pertes par effet Joule au niveau du rSFCL intégré dans le circuit de la figure 2.11. Les pertes données par le modèle homogénéisé sont surestimées au premier pic de $\approx 7\%$.

du ruban.

La présence d'inhomogénéités de la densité de courant critique J_c dans les supraconducteurs provoque les défauts les plus critiques des supraconducteurs qui sont connus sous le nom de "points chauds". De ce fait, la validation du modèle 2D développé sera vérifiée par la propagation la chaleur d'un point chaud sur la longueur d'un ruban. En effet, afin de générer de la chaleur localement, il existe plusieurs manières :

- Réduction locale de la densité de courant critique du ruban.
- Diminution locale de la capacité de refroidissement du ruban.
- Addition d'un terme local aux pertes par effet Joule dans l'équation thermique.
- Variation locale de l'architecture du ruban, notamment l'épaisseur des couches métalliques, ce qui augmente localement la résistance électrique et les pertes du ruban.

Bien que la flexibilité et la polyvalence de notre modèle nous permettent de modéliser toutes ces situations, nous avons opté pour la réduction locale de la densité de courant critique du ruban qui est la plus couramment utilisée et qui est déjà prise en compte dans notre modèle grâce à la fonction "inhomogénéité" mentionnée précédemment, c'est-à-dire une réduction locale de la densité de courant critique.

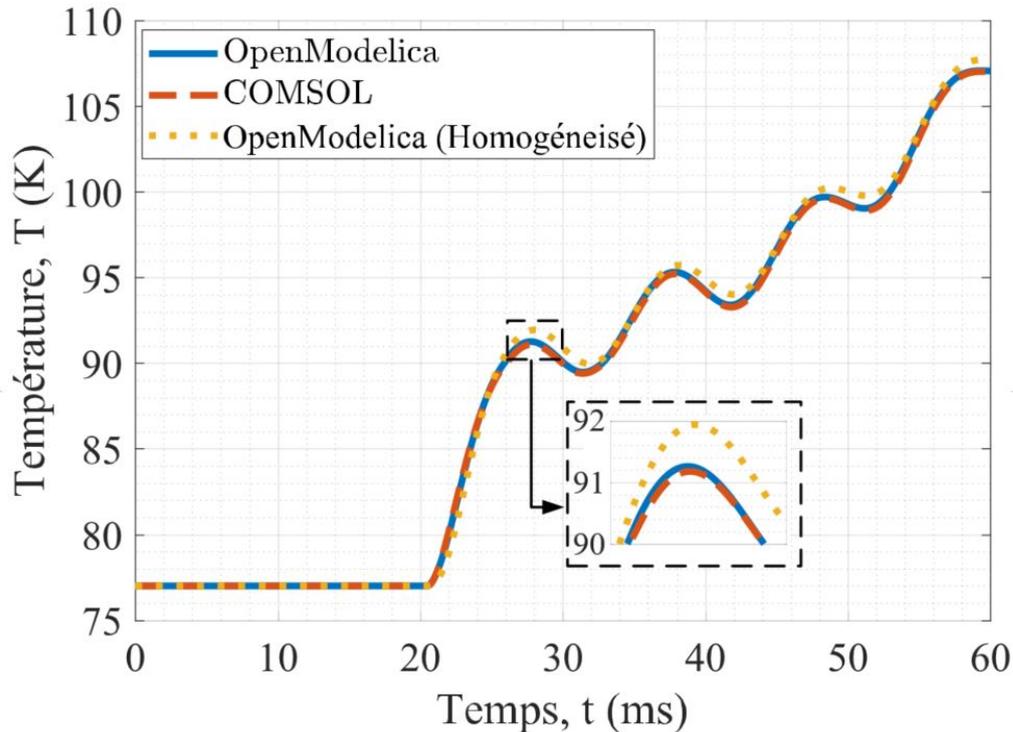


FIGURE 2.15 – Comparaison des résultats de simulation du modèle à différences finies $1D_{(z)}$ développé dans OpenModelica avec ceux du modèle à éléments finis développé sur COMSOL pour la température de la couche de (RE)BCO dans les mêmes conditions de fonctionnement que pour la figure (2.11). Bien que la différence soit légère entre la température obtenue avec le modèle homogène et les deux autres modèles, elle n'est pas non plus sans signification.

On considère un ruban ayant la même architecture que le cas d'étude précédent, c'est-à-dire quatre couches : argent, (RE)BCO, Hastelloy® et argent de haut en bas. Le ruban a 10 mm de long avec un point chaud ($J_{cf} = 55\%J_c$) de 2 mm de long (appelé "défaut"), au milieu, et alimenté par une source de courant continu égale à 100 A pendant 30 ms.

Précisons qu'il est possible de ne modéliser que la moitié du ruban pour réduire la taille du problème en imposant un gradient de température nul ($\nabla T = 0$) à l'extrémité, de sorte qu'aucune conduction thermique n'est possible entre les deux moitiés (figure 2.16). La présence d'un point chaud sur le ruban est indiquée par la couleur rouge dans la figure 2.16. Le problème se réduit à une demi-ruban de 5 mm de long avec un point chaud ($J_{cf} = 55\%J_c$) de 1 mm de longueur à l'extrémité, alimenté par une source de courant continu égale à 100 A pendant 30 ms.

Pour la suite de cette section, nous avons choisi de discrétiser le ruban en 80 éléments sur sa longueur, c'est-à-dire 16 éléments avec défauts et 64 éléments sans défauts (figure 2.17), tout en gardant la même discrétisation dans l'épaisseur que pour l'étude de cas 1D.

La discrétisation du ruban, tant en épaisseur qu'en longueur, est résumée dans le tableau 2.3.

Dans la mesure où la précision du modèle concernant le refroidissement a été vérifiée dans l'étude de cas précédente, les simulations présentées dans cette section sont réalisées dans des

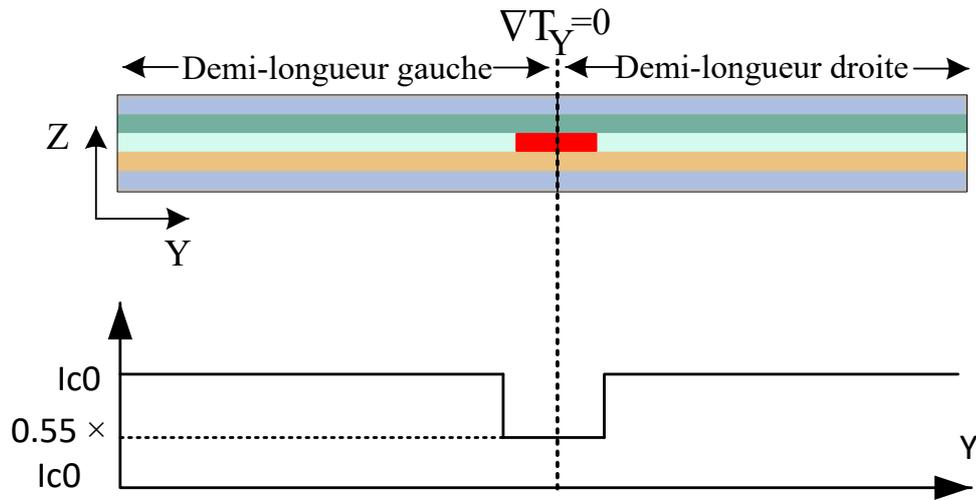


FIGURE 2.16 – Ruban supraconducteur avec un point chaud (indiqué en rouge). En raison des conditions de symétrie, il n’y a pas de transfert de chaleur entre les deux moitiés ($\nabla T = 0$).

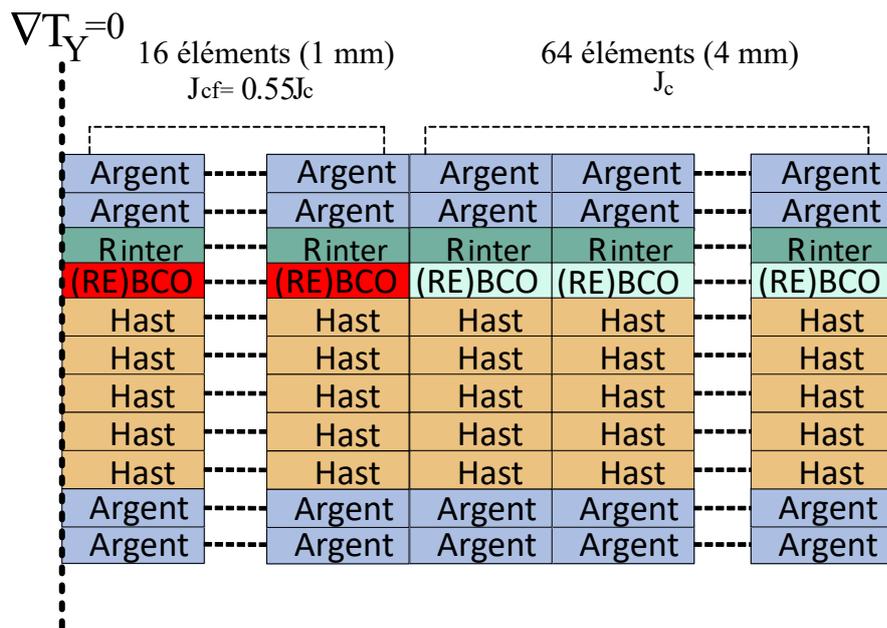


FIGURE 2.17 – Discrétisation du ruban utilisée pour simuler un point chaud (indiqué en rouge) dans la longueur (moitié droite).

conditions de fonctionnement adiabatiques.

Dans la même optique de validation des résultats, et comme cela a été fait précédemment, nous comparons ici les résultats obtenus du modèle $2D_{(Y,Z)}$ à différence finie développé dans OpenModelica avec ceux obtenus avec la méthode des éléments finis dans COMSOL, en ajoutant le modèle homogène $1D_{(Y)}$. Il est nécessaire de rappeler que le modèle homogène considère une température homogène dans chaque élément, en revanche la partie électrique du modèle

TABLE 2.3 – Architecture du ruban et sa discrétisation pour l'étude de cas 2D.

Couche	Matériau	Longueur (mm)	Épaisseur (μm)	Largeur (mm)	Nb d'élém.(X,Z,Y)
1	Argent	5	2	4	(1,2,80)
2	(RE)BCO	5	1	4	(1,1,80)
3	Hastelloy®	5	5	4	(1,5,80)
1	Argent	5	2	4	(1,2,80)

homogène est bidirectionnel (2D), c'est-à-dire que le courant peut circuler dans et entre les couches.

La figure (2.18) montre l'évolution temporelle de la température de la couche de (RE)BCO simulée par le modèle à différence finie, par le modèle à éléments finis et par le modèle homogène de l'élément le plus chaud $Y = 0$ mm à l'élément le plus éloigné $Y = 5$ mm avec un pas de 1 mm. Nous constatons que le chauffage de l'élément défectueux ($y = 0$ mm) est plus rapide que celui des autres éléments, en raison d'une transition plus rapide vers l'état normal, tandis que l'élément le plus chaud du point chaud reste à 77 K. Il y a un excellent accord entre les deux modèles $2D_{(Y,Z)}$ qui prennent en compte la diffusion de la chaleur dans la longueur et l'épaisseur, avec une différence relative maximale d'environ ($\approx 1\%$). Les deux modèles diffusent la chaleur plus rapidement dans la longueur du ruban par rapport au modèle homogène, ce qui entraîne une transition plus rapide du matériau supraconducteur, et une différence relative maximale d'environ ($\approx 9\%$).

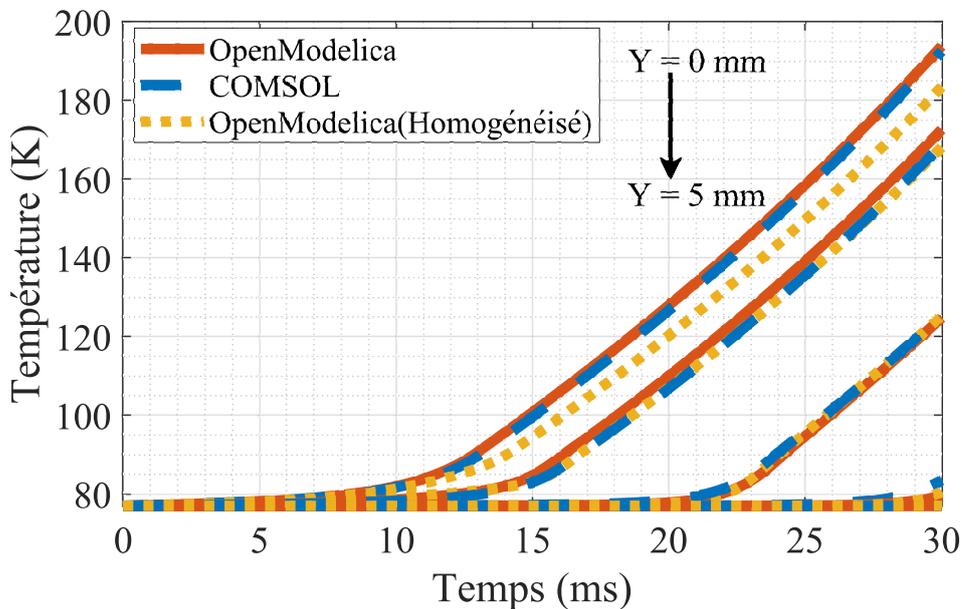


FIGURE 2.18 – Comparaison entre les résultats de simulation du modèle $2D_{(Y,Z)}$ à différences finies développé dans OpenModelica, et le modèle $2D_{(Y,Z)}$ à éléments finis développé sur COMSOL pour la couche de (RE)BCO avec la température homogène donnée par le modèle homogénéisé $1D_{(Y)}$ de l'élément le plus chaud $Y = 0$ mm à l'élément le plus éloigné $Y = 5$ mm avec un pas de 1 mm.

Le processus de réchauffement du ruban à différents moments est illustré à la figure (2.19), où l'on voit une image de la température de la couche de (RE)BCO le long du ruban (profil de température). On peut voir que les éléments défectueux du ruban (à gauche) passent plus rapidement à l'état normal en raison de leur augmentation de température, sachant que l'élément le plus à gauche ($Y = 0$ mm) a la température la plus élevée. En outre, on observe que la chaleur commence à se propager le long du ruban au fil du temps. Les courbes données par les deux modèles $2D_{(Y,Z)}$, développés dans OpenModelica et COMSOL sont très similaires, avec une différence relative maximale de ($\approx 9\%$) par rapport à celles données par le modèle homogène $1D_{(Y)}$.

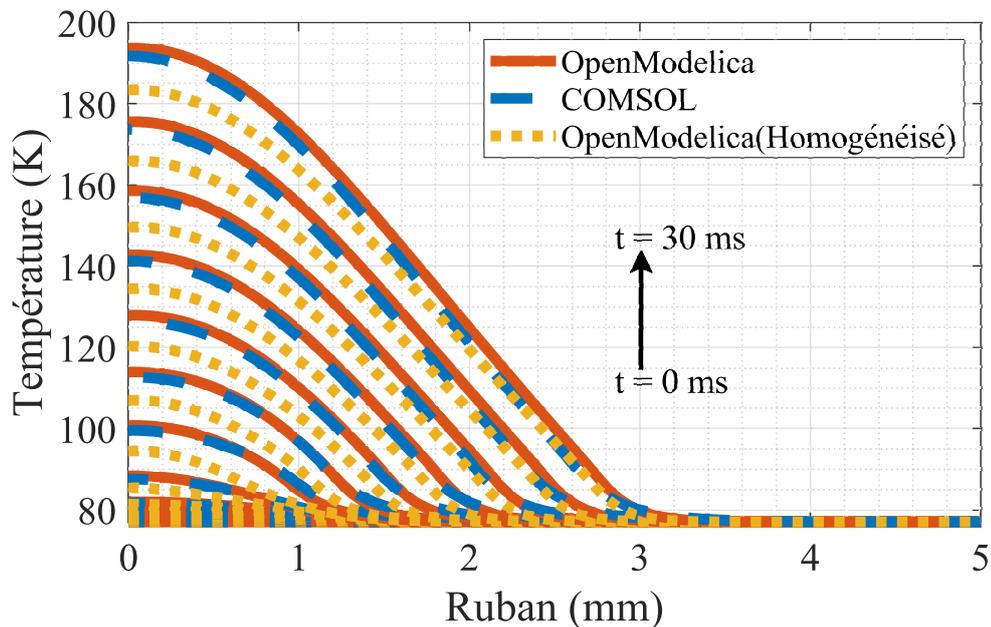
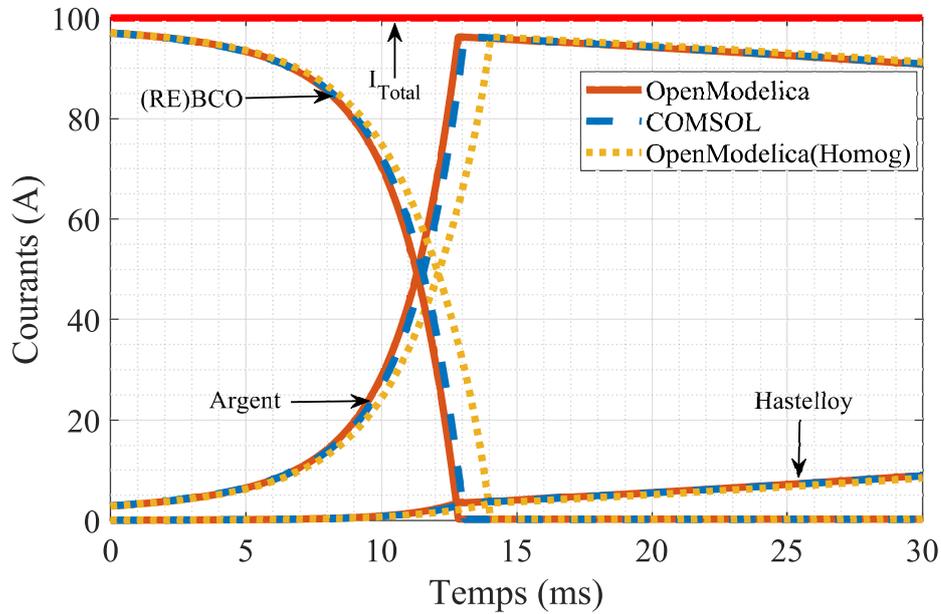


FIGURE 2.19 – Comparaison entre les résultats de simulation du modèle $2D_{(Y,Z)}$ de la température de la couche de (RE)BCO donné par le modèle à différences finies simulé dans OpenModelica et par le modèle à éléments finis simulé dans Comsol avec la température homogène (une température commune à toutes les couches du ruban) donnée par le modèle homogène simulé dans OpenModelica le long de la longueur du ruban (profil de température) à partir de $t = 0$ ms au temps final $t = 30$ ms avec un pas de 5 ms.

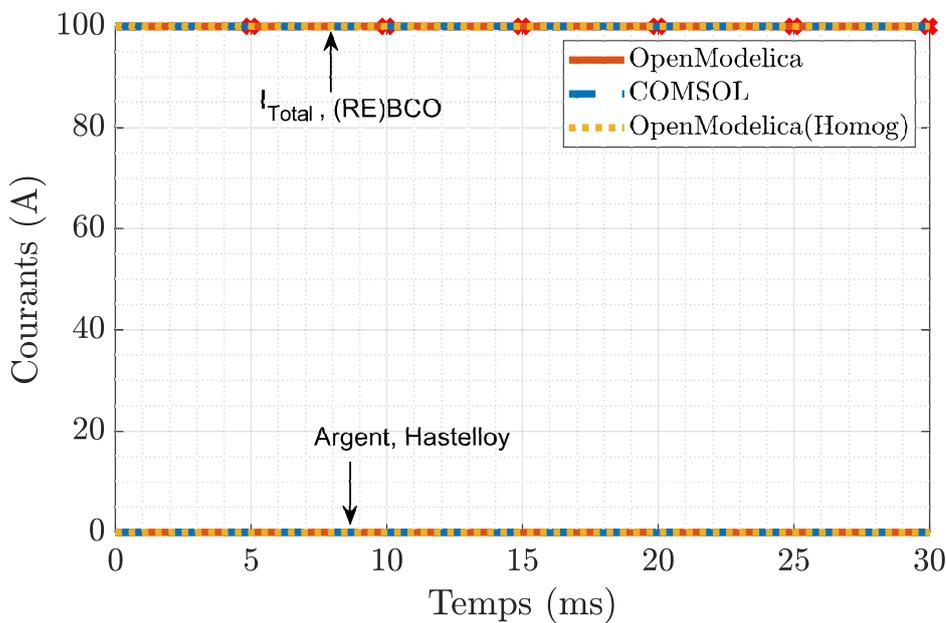
La figure 2.20 montre une comparaison entre l'évolution du courant à travers les couches du ruban pour les éléments situés à $Y = 0$ mm (les plus chauds), et $Y = 5$ mm (les plus éloignés du point chaud) simulés par les modèles $2D_{(Y,Z)}$ développés dans OpenModelica et COMSOL, avec ceux donnés par le modèle homogène $1D_{(Y)}$.

On constate que pour $Y = 0$ mm (figure 2.20 a), le courant transite directement de la couche de (RE)BCO vers les autres couches, en particulier les couches d'argent (supérieure et inférieure), alors que pour les éléments les plus éloignés du défaut $Y = 5$ mm (figure 2.20 b), le courant passe complètement dans la couche de (RE)BCO car leur température reste à 77 K. Les courbes données par les trois modèles sont très similaires pour les éléments qui ne transitent pas ($y = 5$ mm) parce que la température reste à 77 K. Néanmoins, il y a une différence relative

maximale de ($\approx 25\%$) pour les éléments qui transitent entre les courbes données par le modèle $2D_{(Y,Z)}$ de différences finies et d'éléments finis avec le modèle homogène causé par la différence de température comme expliqué dans le paragraphe précédent.



(a)



(b)

FIGURE 2.20 – Comparaison entre l'évolution du courant à travers les couches du ruban pour les éléments situés à : (a) $Y = 0mm$ (le plus chaud), et (b) $Y = 5mm$ (loi la plus chaude) simulés par les modèles $2D_{(Y,Z)}$ développés dans OpenModelica et COMSOL, avec ceux donnés par le modèle homogène $1D_{(Y)}$.

2.8 FMI, functional mock-up interface

2.8.1 Motivation

Maintenant, comme nous avons développé et validé le modèle électrothermique du ruban, l'objectif est désormais de pouvoir l'intégrer dans un réseau DC et de le contrôler par un champ magnétique à travers un convertisseur de puissance afin d'étudier la méthode de stabilisation proposée dans le premier chapitre. La modélisation de ce système (réseau + ruban supraconducteur + convertisseur de puissance + commande) dans OpenModelica est difficile et complexe car il n'est pas dédié à la modélisation de réseaux électriques comme par exemple le logiciel EMTP-RV ou Simulink et à la modélisation de convertisseurs de puissance et de boucles de contrôle comme Matlab.

Une solution pour surmonter cette difficulté est de définir ce système global (réseau + ruban supraconducteur + convertisseur de puissance + contrôle) comme un assemblage d'entités (sous-systèmes). Chaque entité est modélisée dans un logiciel dédié et communique entre elles à travers le concept FMI par co-simulation ou Model-Exchange. Dans notre cas, le ruban supraconducteur est modélisé sur OpenModelica et le réseau, le convertisseur de puissance et le contrôle sont modélisés sur Matlab/Simulink.

Pour ce faire, nous devons d'abord valider le modèle développé vu par le concept FMI en répétant les simulations effectuées précédemment (étude de cas 1D, étude de cas 2D) en important la FMU du modèle et en la simulant dans Matlab/Simulink. Mais avant cela, dans les sections suivantes, une présentation générale du concept FMI, et une justification du choix d'OpenModelica sont nécessaires.

2.8.2 Présentation générale

La norme Functional Mock-up Interface (FMI) [80] est proposée comme une solution pour surmonter le défi cité dans la section précédente, qui consistent en la modélisation et la simulation de systèmes complexes. Il s'agit d'une norme provenant du monde industriel (initialement développée par Daimler AG) qui vise à faciliter l'échange de modèles de simulation [81]. Cette norme a un objectif essentiellement pratique, qui est de coupler des environnements de simulation spécifiques et d'échanger des modèles dynamiques entre outils dans un format standardisé afin de simplifier la modélisation et la collaboration entre partenaires industriels et académiques en leur donnant les moyens d'échanger leurs modèles [82] [83] [84]. Elle permet d'utiliser les meilleurs outils pour la modélisation des sous-systèmes et simplifie la simulation du système global. Les modèles des sous-systèmes sont vus comme des boîtes noires appelées FMUs (Functional Mockup Units) avec des entrées et des sorties contenant du code compilé (bibliothèques dynamiques). Ces FMUs peuvent être exportées et réutilisées à travers des gestionnaires de FMU comme Mecsyco, par exemple, qui est un projet commun entre l'université de Lorraine, le Loria et l'INRIA [85]. Elles peuvent également être réutilisées dans d'autres logiciels jouant le rôle du gestionnaire de FMU ou même être données à un collaborateur qui pourra les exploiter.

Functional Mockup Interface (FMI) a été publiée pour la première fois en 2010 dans le cadre

du projet européen MODELISAR de ITEA2 (Information Technology for European Advancement) [86] qui visait à améliorer la conception des systèmes et des logiciels embarqués dans les véhicules (voir figure 2.21) [83]. Peu de temps après cette première version, plusieurs outils de modélisation et de simulation ont commencé à supporter FMI. Aujourd'hui, plus de 160 outils supportent FMI [87], qui est largement utilisé dans des projets industriels et scientifiques, et pas seulement dans le secteur automobile. Le projet MODELISAR s'est terminé en décembre 2011. Sa maintenance et son développement sont désormais assurés par l'Association Modelica sous la forme du projet FMI de l'Association Modelica [88]. La poursuite du développement de FMI est ensuite assurée par 16 entreprises et instituts de recherche (voir annexe D).

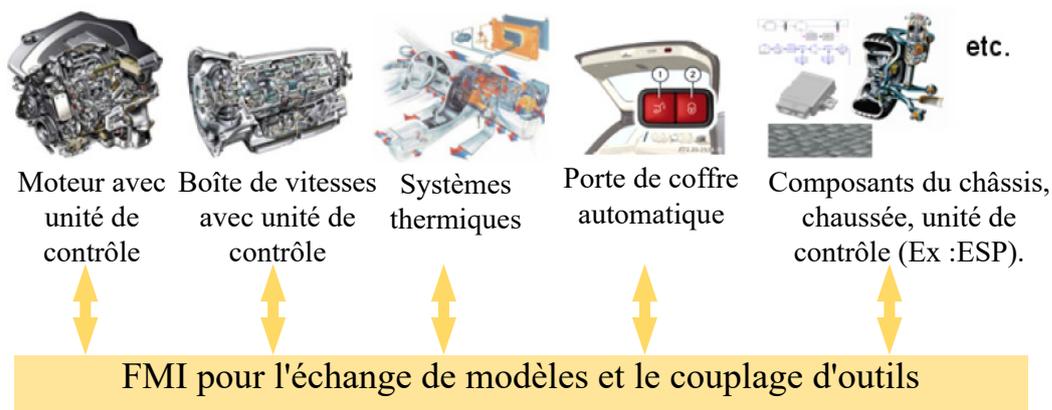


FIGURE 2.21 – Amélioration de la conception à base de modèles entre l'équipementier et le fournisseur grâce à la FMI.

Cette technique de simulation offre plusieurs avantages par rapport à la simulation monolithique classique. Parmi ces avantages, on peut citer :

- Un travail collaboratif permettant d'utiliser plusieurs outils en même temps, spécialisés dans des domaines différents, et de dépasser ainsi les limites imposées par l'utilisation d'un seul outil en termes de capacité de modélisation et de simulation. Dans notre cas, par exemple mais sans s'y limiter, on peut modéliser le ruban supraconducteur sur Open-Modelica, et le circuit de puissance dans lequel ce dernier est intégré sur un autre logiciel (Matlab/Simulink par exemple) (figure 2.22).
- Prototypage facile de nouveaux systèmes grâce à une meilleure interopérabilité entre les outils.
- La facilité à entretenir et à améliorer les modèles, qui sont généralement réalisés dans leurs propres outils, et qui sont ensuite réintégrés dynamiquement dans le système.

2.8.3 Stratégies d'échange

FMU repose sur deux stratégies principales d'échange de modèles :

1. Les FMUs de type Model-Exchange (ME)

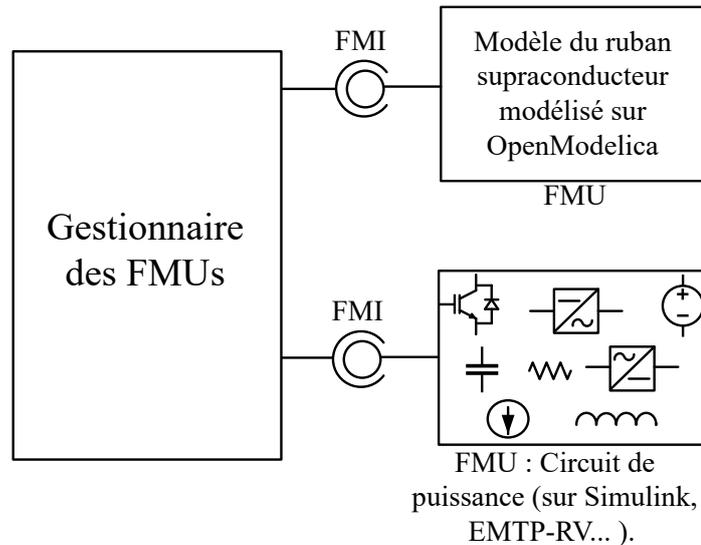


FIGURE 2.22 – Schéma générique du concept FMI entre le modèle du ruban supraconducteur modélisé sur OpenModelica et le circuit de puissance dans lequel il est intégré, modélisé dans un autre logiciel (Matlab/Simulink, EMTP...).

Les FMUs de cette stratégie contiennent la structure du modèle mais pas de solveur. Dans ce cas, le logiciel qui importe la FMU doit lui-même implémenter un solveur (figure 2.24). La figure 2.23 (a) montre le flux de données pour l'échange de modèles [87].

2. Les FMUs de type Co-simulation (CS)

Les FMUs de cette stratégie contiennent la structure du modèle ainsi le solveur pour le faire évoluer au cours du temps (figure 2.24). La figure 2.23 (b) montre le flux de données pour la co-simulation [87]. Il convient de noter que pour ce type de FMUs, une plateforme de co-simulation est nécessaire pour connecter les FMUs entre elles.

Pour les deux stratégies, chaque modèle est exporté dans un fichier zip avec l'extension ".fmu" contenant tous les composants nécessaires à l'utilisation de la FMU [80] :

- Un fichier XML : "modelDescription.xml", contenant une description de toutes les variables du modèle (paramètres, entrées, sorties) d'une manière standardisée, qui sont exposées à l'environnement dans lequel la FMU doit être utilisée. L'avantage est que chaque outil peut utiliser son langage de programmation favori pour lire ce fichier XML (par exemple C, C++, Java...).
- Des fichiers C compilés (bibliothèques ".dll" ou ".so" selon le système) avec lesquels toutes les équations requises sont évalués en appelant des fonctions C standardisées. Le langage C est utilisé car c'est le langage de programmation le plus portable aujourd'hui et le seul qui puisse être utilisé dans tous les systèmes de contrôle embarqués. Il est possible pour une FMU de cacher le code source afin de sécuriser le savoir-faire.
- D'autres données peuvent être incluses dans le fichier zip de la FMU, notamment une icône de modèle (fichier bitmap), des fichiers de documentation, des cartes et des tableaux nécessaires au modèle, et/ou toutes les bibliothèques d'objets ou DLL utilisées.

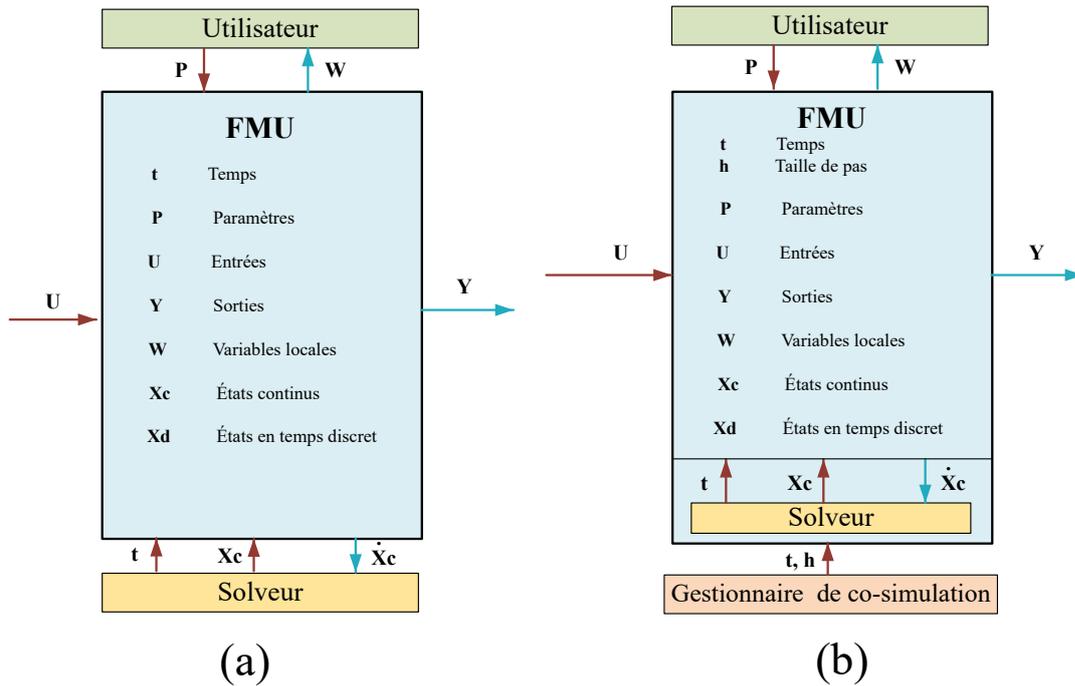


FIGURE 2.23 – (a) Vue schématique du flux de données entre l'utilisateur, le solveur de l'importateur et la FMU pour l'échange de modèles (Model Exchange). (b) Vue schématique du flux de données entre l'utilisateur, le solveur, le gestionnaire de co-simulation et la FMU pour la co-simulation. Par rapport la figure (a), le solveur fait partie de la FMU, et non de l'importateur.

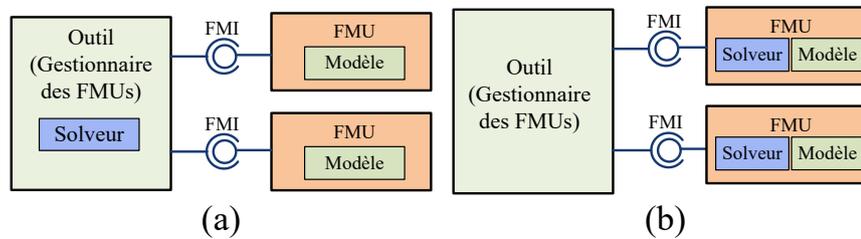


FIGURE 2.24 – Stratégies d'échange de modèles par FMI : (a) pour Model-Exchange, (b) pour Co-Simulation.

2.8.4 Justification du choix d'OpenModelica

OpenModelica est l'un des outils multiphysique qui supporte la norme FMI. Mais il se distingue des autres logiciels par tous les avantages mentionnés dans la section 2.4.5. Il s'agit d'un environnement gratuit, open source, acausale, compatible avec Windows, Linux et Apple, basé sur le langage de modélisation Modelica (orienté objet) qui a connu un grand succès au cours de la dernière décennie. Il permet d'importer et d'exporter la FMI versions 1.0 et 2.0 pour l'échange de modèle (Model Exchange) et d'exporter la version 2.0 pour la co-simulation. L'exportation de la version 2.0 est prévue dans un futur proche [80]. Le tableau 2.4 illustre certains logiciels employés en génie électrique qui soutiennent la FMI. Pour une liste actualisée et plus complète

TABLE 2.4 – Liste de quelques logiciels employés en génie électrique qui soutiennent la FMI : ■ soutenu, ■ recoupement réussi, ■ planifié.

Nom	Licence	Plate formes	FMU Export		FMU Import	
			CS	ME	CS	ME
Dymola (Modelica)	\$	Windows	1.0 2.0	1.0 2.0	1.0 2.0	1.0 2.0
OpenModelica	Gratuit	Windows/Linux/Apple	2.0	1.0 2.0	2.0	1.0 2.0
NI LabVIEW	\$	Windows				1.0
JModelica.org	Gratuit	Windows/Linux	1.0 2.0	1.0 2.0	1.0 2.0	1.0
MATLAB® Simulink®	\$	Windows/Linux/Apple	2.0		1.0 2.0	1.0 2.0
MapleSim	\$	Windows/Linux/Apple	1.0 2.0	1.0 2.0	2.0	2.0
dSPACE VEOS	\$	Windows			1.0 2.0	

des logiciels qui supportent la FMI, il est possible de se référer à [80].

2.8.5 Exemple

Pour illustrer les démarches et le concept de FMI, un exemple simple est proposé : la charge d'un condensateur. La figure 2.25 montre le circuit de charge RC. Il est constitué d'un condensateur (C) en série avec une résistance (R) pour former un circuit de charge RC connecté à une batterie d'alimentation (E) par l'intermédiaire d'un interrupteur mécanique. Lorsque l'interrupteur est fermé pour la première fois, au temps zéro, le condensateur se charge progressivement à travers la résistance jusqu'à ce que la tension à ses bornes atteigne la tension d'alimentation de la batterie. Le circuit est divisé en deux sous-systèmes. Le premier sous-système est le condensateur, et le second est le reste du circuit, à savoir l'alimentation, la résistance et l'interrupteur. On modélise le condensateur sur OpenModélica, et on l'exporte sous forme de FMU pour ensuite l'importer dans le deuxième sous-système modélisé dans Simulink (voir figure 2.26). L'intégration du FMU dans Simulink se fait par le biais du bloc FMU et du bloc "Controlled Voltage Source".

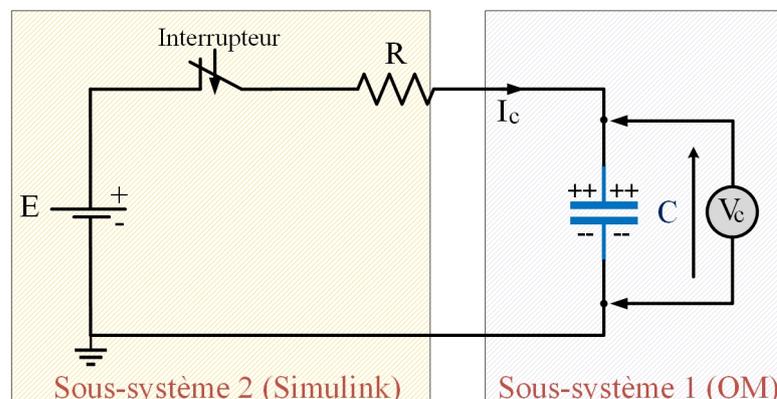


FIGURE 2.25 – Circuit RC pour charger un condensateur.

TABLE 2.5 – Paramètres du circuit RC de la figure 2.25.

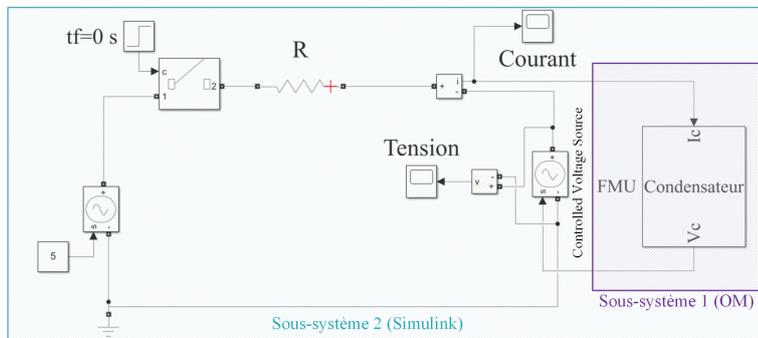
Paramètre	Valeur	Description
E	5 V	Alimentation
R	47 k Ω	Résistance
C	1 mF	Exposant de la loi de puissance

En utilisant la loi de maille (2.28) :

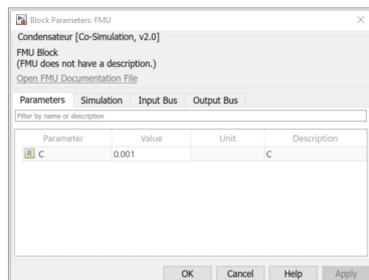
$$E - R \times I_c(t) - V_c(t) = 0 \quad (2.28)$$

Comme la tension initiale aux bornes du condensateur est nulle ($V_c = 0$), à $t = 0$, le condensateur constitue un court-circuit et le courant maximal circule dans le circuit ($I_{c_{max}} = \frac{E}{R}$), limité uniquement par la résistance R. Le courant et la tension aux bornes du condensateur (I_c, V_c) à tout moment pendant la période de charge est donnée par la formule suivante (2.29) :

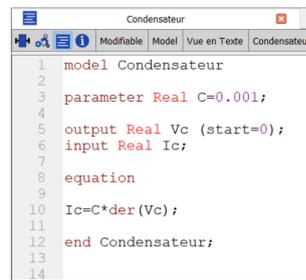
$$\begin{cases} V_c = E(1 - e^{-t/RC}) \\ I_c = \frac{E}{R}e^{-t/RC} \end{cases} \quad (2.29)$$



(a)



(b)



(c)

FIGURE 2.26 – Circuit RC pour charger un condensateur simulé par le concept FMI : (a) les deux sous-systèmes du circuit RC pour charger le condensateur assemblés dans Simulink, (b) les paramètres du bloc FMU du modèle de condensateur, (c) le modèle de condensateur dans OpenModelica.

Les paramètres du circuit RC de la figure 2.25 sont résumés dans le tableau 2.5. La figure 2.27 montre le courant et la tension aux bornes du condensateur simulés par le concept FMI où la différence de tension entre E et V_c diminue au cours du temps, tout comme le courant du circuit, I_c . Puis, à la fin (plus de cinq constantes de temps $t = 5 \times \tau = 5 \times R \times C$), lorsque le condensateur est dit entièrement chargé, $I_c = 0$ et $V_c = E$.

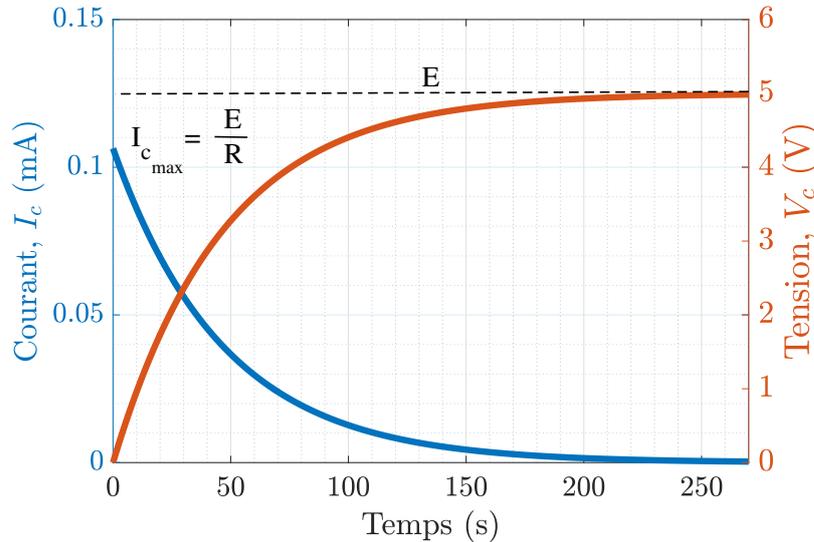


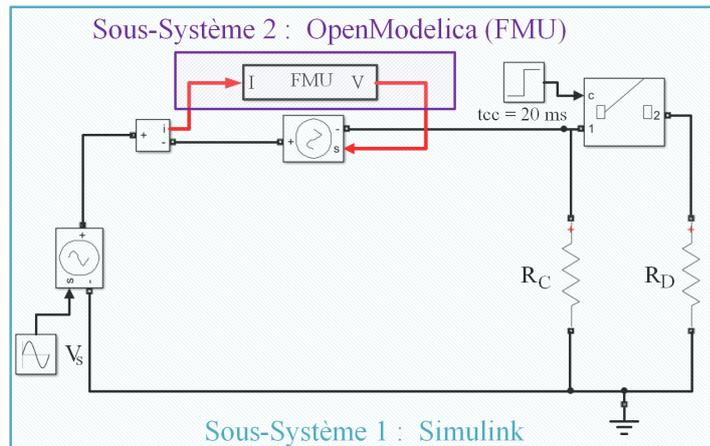
FIGURE 2.27 – Courant et la tension aux bornes du condensateur simulés par le concept FMI entre OpenModelica et Simulink.

2.8.6 Validation

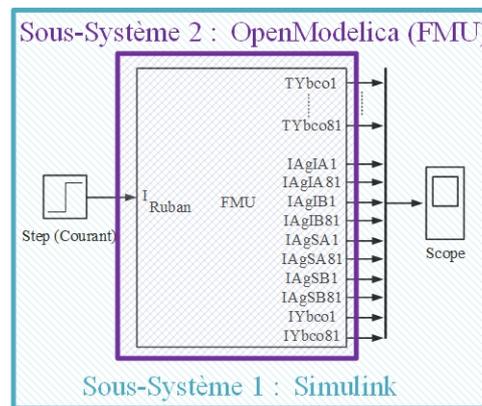
Pour valider notre modèle avec le concept FMI, nous effectuons à nouveau les mêmes simulations que dans les sections (2.6)(2.7), c'est-à-dire l'étude de cas 1D et 2D, mais cette fois-ci en intégrant les modèles dans l'environnement Matlab/Simulink à l'aide d'un FMU.

Une fois le modèle construit dans open modelica, un fichier .fmu de ce dernier est généré avec le courant comme entrée et la tension avec les grandeurs (T, I,...) que nous voulons observer comme sorties. Ce fichier .fmu (sous-système 2) est importé dans l'environnement Simulink à l'aide du bloc Functional Mock- up Unit (FMU) et intégré dans le système électrique souhaité (sous-système 1) développé dans l'environnement Simulink en connectant les entrées aux sorties entre les deux sous-systèmes tout en respectant la causalité (voir figure 2.28). Le problème est résolu par un solveur Matlab.

Les résultats donnés sont présentés sur les figures 2.29 et 2.30 où les courbes données par le modèle simulé par OpenModelica et par le concept FMI entre OpenModelica et Matlab/Simulink sont identiques.



(a)



(b)

FIGURE 2.28 – Approche FMI entre le modèle de ruban à HTC développé dans OpenModelica et le circuit dans lequel il est intégré développé dans Simulink : (a) Étude de cas 1D présenté dans la section (2.6), (b) Étude de cas 2D présenté dans la section (2.7).

2.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons détaillé le développement d'un modèle aux différences finies du ruban supraconducteur dans un logiciel de simulation open source OpenModelica. Le modèle prend en compte les phénomènes électriques et thermiques dans la longueur et l'épaisseur du ruban supraconducteur (modèle 2D) et considère la dépendance de la densité de courant critique au champ magnétique externe. Le couplage entre les parties thermique et électrique et la dépendance au champ magnétique externe sont réalisés au niveau des pertes par effet Joule. Les données expérimentales à 77 K sont directement intégrées dans le modèle par une interpolation ou par des modèles de dépendance du courant critique au champ magnétique externe afin de représenter avec précision le comportement des rubans sous un champ externe et d'éviter de développer des équations complexes.

Ce modèle est paramétrable et très flexible ce qui permet de simuler la physique d'un grand

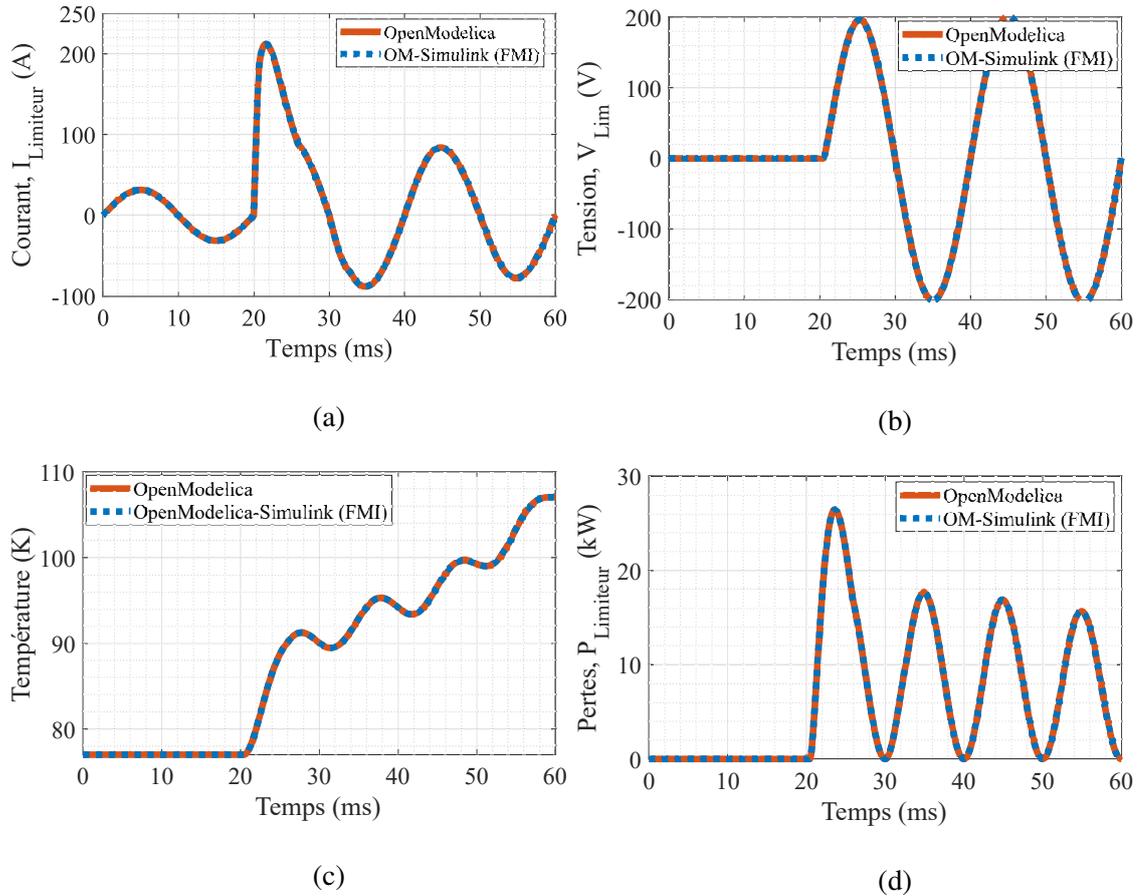


FIGURE 2.29 – Comparaison des résultats de simulation de modèle 1D (section 2.6) simulés par Open Modelica et le concept FMI entre OpenModelica et Matlab/Simulink.

nombre d'architectures de rubans supraconducteurs. De plus, il permet d'activer et de désactiver les directions du courant et/ou du flux thermique pour passer d'un modèle 2D à un modèle 1D. Le principal avantage de ce modèle est qu'il est exportable en utilisant le concept FMI. Cet avantage permet d'importer le modèle dans des logiciels dédiés par exemple à l'électronique de puissance ou à la commande.

Pour valider le modèle développé, une comparaison avec un modèle par éléments finis développé sur COMSOL et un modèle homogène considérant une seule température par morceau dans la longueur du ruban pour les différentes couches a été effectuée. La comparaison a été faite sur un cas d'étude 1D pour valider la diffusion de la chaleur dans l'épaisseur et ensuite sur un cas 2D pour valider la diffusion de la chaleur dans l'épaisseur et la longueur du ruban en considérant un point chaud local (inhomogénéité du courant critique). Les résultats montrent un bon accord entre le modèle développé et le modèle éléments finis avec un écart vis-à-vis du modèle homogène surtout dans le cas de l'inhomogénéité du courant critique. En effet, dans le cas où le courant critique est inhomogène, la vitesse de propagation de la chaleur dans la longueur du ruban du modèle homogène est lente par rapport au modèle $2D_{(Y,Z)}$. Ceci montre la nécessité de considérer la diffusion de la chaleur dans l'épaisseur et la longueur du ruban supraconducteur pour pouvoir étudier l'inhomogénéité du courant critique des rubans supraconducteurs ou la

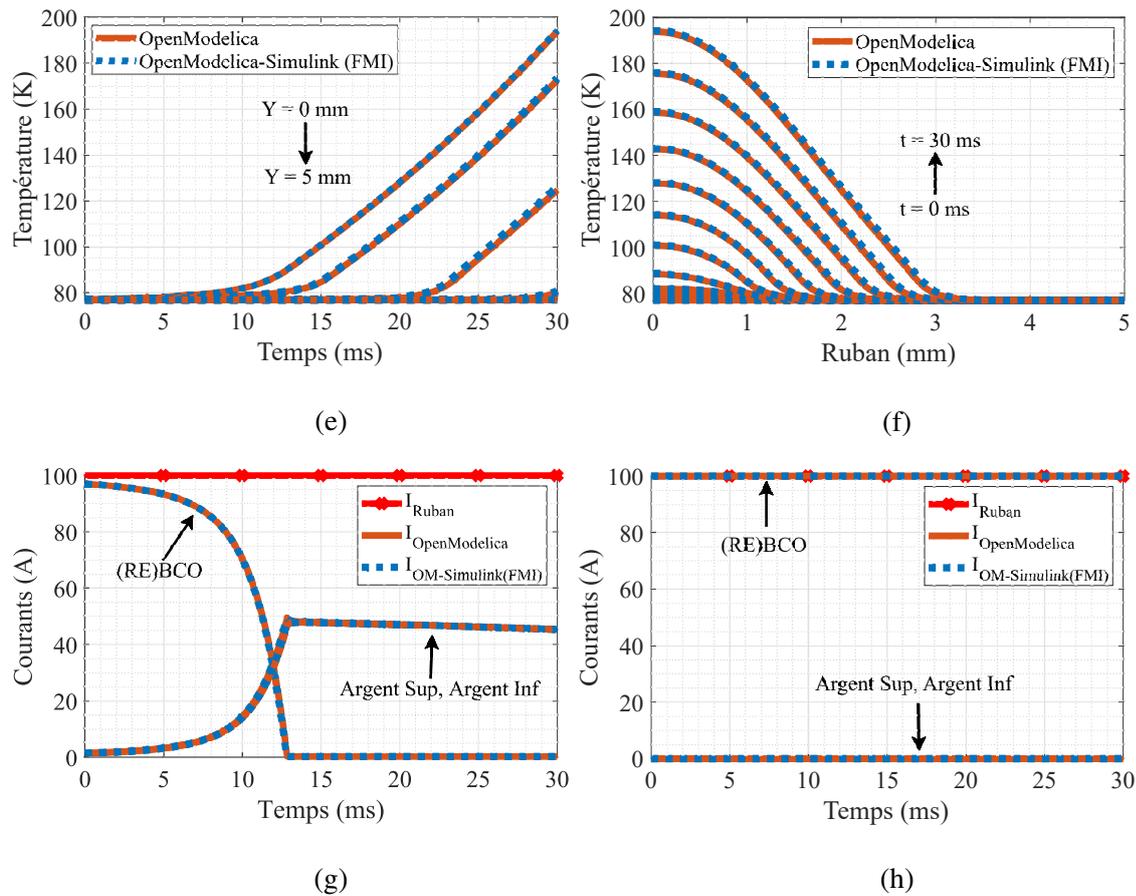


FIGURE 2.30 – Comparaison des résultats de simulation de modèle 2D (section 2.7) simulés par OpenModelica et le concept FMI entre OpenModelica et Matlab/Simulink.

présence de points chauds.

A la fin de ce chapitre, une validation du concept FMI a été effectuée. Les résultats ont montré la possibilité d'importer le modèle dans d'autres logiciels compatibles avec le concept FMI, dans notre cas il s'agit de Matlab/simulink. Cela nous offre un grand avantage et simplifiera considérablement l'intégration de ce modèle dans des systèmes complexes (réseaux, électronique de puissance, machines électriques, contrôle...). En effet, l'intégration du modèle des supraconducteurs dans des systèmes complexes sera défini comme un assemblage d'un grand nombre d'entités (sous-systèmes). Le développement de ces entités peut être partagé, c'est-à-dire réparti entre différentes équipes et/ou fournisseurs externes, chacun dans son domaine et avec ses propres outils. Chaque participant développe une solution partielle au système global, qui doit être intégrée à toutes les autres solutions partielles par co-simulation ou échange de modèles. Dans notre cas et dans le chapitre 3, le ruban supraconducteur modélisé sur OpenModelica sera intégré dans un réseau DC et contrôlé par un inducteur magnétique via un convertisseur de puissance qui sont modélisés sur Matlab/simulink pour pouvoir étudier la méthode de stabilisation décrite auparavant.

Chapitre 3

Stabilisateur supraconducteur

3.1 Introduction

Dans le chapitre 1, nous avons vu qu'une des solutions pour maintenir la stabilité des réseaux DC lorsque la puissance est supérieure à la puissance limite est d'augmenter la résistance et l'amortissement du système par des composants passifs. L'inconvénient majeur de cette solution est la plage limitée de stabilité offerte par les valeurs prédéterminées de résistance, d'inductance et de capacité. En plus, elle introduit des pertes Joule supplémentaires même dans le fonctionnement nominal du réseau. Cependant, en utilisant un Stabilisateur Supraconducteur de type Résistif (SSR) en série avec le filtre RLC du réseau DC, le problème pourrait être résolu (figure 3.1). Le SSR est invisible pour le système tant que le courant de fonctionnement i_s est inférieure au courant critique. Mais dans le cas d'un fonctionnement instable, le courant oscille et peut dépasser le courant critique. Dans ce cas, la résistance du SSR augmente naturellement (propriétés du matériau) et amortit les oscillations pour atteindre un nouveau point de fonctionnement stable.

Par construction, le SSR est similaire à un limiteur de courant de court circuit résistif (r-ScFCL), mais il fonctionne dans la zone mixte, c'est à dire un état de partage du courant entre la couche supraconductrice et les couches métalliques pour se comporter comme une résistance dynamique. Ainsi, il assure la stabilité avec une marge de sécurité opérationnelle puisque le supra-

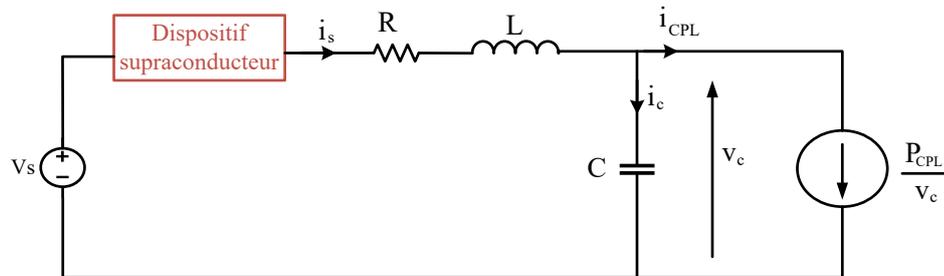


FIGURE 3.1 – Modèle simplifié de l'architecture du système d'alimentation électrique EPS-A4 pour les avions du futur [14] avec un stabilisateur supraconducteur passif.

conducteur ne subit jamais une transition complète de l'état supraconducteur à l'état résistif. Certains travaux ont déjà montré qu'il est possible d'augmenter la limite de stabilité d'un réseau DC en intégrant un stabilisateur supraconducteur de type résistif (SSR) en série avec le filtre d'entrée, lorsqu'on opère autour du courant critique I_c du ruban supraconducteur [53] [54] [56] [55]. Néanmoins, la dissipation des pertes Joule au niveau de ce stabilisateur n'est pas maîtrisée, ce qui peut poser des problèmes de fiabilité et de sécurité du système notamment avec des risques d'emballement thermique. En effet, dans la suite de ce chapitre, nous montrerons en trouvant et en traçant la limite du stabilisateur de réseau DC avec un stabilisateur supraconducteur sur le plan $I_c - P_{CPL}$ qu'il est nécessaire d'avoir une action (notre proposition avec un champ magnétique externe) sur le ruban supraconducteur pour pouvoir contrôler la dissipation des pertes Joule du ruban, et permettre ainsi de couvrir une grande marge de stabilité tout en assurant la fiabilité et la sécurité du système, c'est-à-dire une stabilité thermique du ruban supraconducteur.

Pour résumer, dans ce chapitre, une nouvelle méthode de stabilisation des réseaux DC basée sur les supraconducteurs a été proposée. Il s'agit d'une méthode hybride entre les méthodes passive et active qui permet de contrôler la dissipation au niveau d'un dispositif supraconducteur au moyen d'un champ magnétique appliqué. Pour cela :

- Tout d'abord, dans la section 3.2, nous illustrons l'impact du stabilisateur passif basé sur les supraconducteurs sur la stabilité des réseaux DC. Pour ce faire, nous étudions la stabilité du réseau en intégrant un ruban supraconducteur modélisé par la loi de puissance. La nouvelle équation analytique de la puissance limitée à ne pas dépasser pour maintenir la stabilité est comparée à l'équation de la stabilité du réseau sans stabilisateur supraconducteur obtenue précédemment ($P_{CPL} < \frac{RC}{L} V_{c0}^2$) dans le chapitre 1. Des simulations numériques et différentes approches d'étude de stabilité sont utilisées par la suite pour valider cette nouvelle équation de stabilité.
- Ensuite, nous montrons l'utilisation de cette équation analytique pour dimensionner le stabilisateur supraconducteur passif.
- Enfin, à partir de cette équation analytique, on met en place une nouvelle méthode de stabilisation qui est hybride (passive et active) basée sur une stratégie de contrôle du stabilisateur supraconducteur par un champ magnétique externe pour stabiliser le réseau DC équivalent d'un avion électrique, simplifié par l'architecture de type EPS-A4 que l'on retrouve dans le Boeing 787 [14]. Cette stratégie est basée sur le contrôle du courant critique par un champ magnétique externe permettant de maîtriser la dissipation au niveau du stabilisateur supraconducteur et de maintenir sa température autour de 77 K. Des simulations utilisant le modèle électrothermique de ruban supraconducteur développé dans le chapitre précédent ont été réalisées pour valider cette nouvelle méthode de stabilisation.

3.2 Étude de stabilité du système (réseau + stabilisateur passif)

Pour trouver la nouvelle équation de la puissance limite pour garder la stabilité d'un réseau DC en fonction de ses paramètres et des paramètres SSR, on envisage d'étudier le circuit électrique déjà présenté au chapitre 1 (figure 1.10) avec les mêmes paramètres (tableau 3.1), en intégrant le dispositif supraconducteur en série avec le filtre d'entrée (figure 3.1). Le circuit

TABLE 3.1 – Paramètres du réseau DC présenté à la figure 3.1 [14].

Paramètre	Description	Valeur
V_e	source	540 V
R	résistance	10 mΩ
L	inductance	10 μH
C	capacité	500 μF

illustre le réseau continu équivalent d'un avion électrique, il est générique alors que ces valeurs peuvent être fournies par le choix de l'architecture spécifique de type EPS-A4 telle qu'on la trouve dans le Boeing 787 [14]. La source est modélisée par une source de tension idéale V_s qui alimente une charge de puissance constante à travers un filtre RLC.

Pour simplifier, nous supposons que la résistance de l'élément supraconducteur est une fonction non linéaire dépendante uniquement du courant de la ligne i_s , en considérant que le ruban ne s'échauffe pas et que sa température reste à 77 K. En effet, nous négligeons la dépendance thermique du ruban, en supposant que la puissance de refroidissement est suffisante pour maintenir la température constante à 77 K. La résistance du supraconducteur est modélisée par la loi de puissance :

$$R_{sc} = \frac{u_{scc}}{I_c} \left| \frac{i_s}{I_c} \right|^{n-1}, u_{scc} = E_c \times l_{sc} \quad (3.1)$$

n représente l'exposant de la loi de puissance, l_{sc} la longueur du fil SSR, E_c le critère de champ électrique critique et I_c est le courant critique.

Appliquons les lois de Kirchhoff sur le circuit (figure 3.1), on obtient les équations dynamiques du système :

$$\begin{cases} \frac{di_s}{dt} = \frac{V_s}{L} - \frac{V_c}{L} - \frac{R}{L}i_s - \frac{u_{scc}}{L.I_c} \left| \frac{i_s}{I_c} \right|^{n-1} i_s & \dots\dots\dots (f1) \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{i_s}{C} - \frac{P_{CPL}}{V_c.C} & \dots\dots\dots (f2) \end{cases} \quad (3.2)$$

La résolution de ce système en régime permanent donne le polynôme suivant :

$$\frac{u_{scc}}{I_c^n} \cdot i_{s0}^{n+1} + R \cdot i_{s0}^2 - V_s \cdot i_{s0} + P_{CPL} = 0 \quad (3.3)$$

Le système linéaire obtenu autour du point du fonctionnement $x_0 = (V_{c0}; i_{s0})$ est :

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{i}}_s \\ \dot{\tilde{V}}_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial i_s}(x_0) & \frac{\partial f_1}{\partial V_c}(x_0) \\ \frac{\partial f_2}{\partial i_s}(x_0) & \frac{\partial f_2}{\partial V_c}(x_0) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}_s \\ \tilde{V}_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} - \frac{n \cdot u_{scc}}{L \cdot I_c^n} i_{s0}^{n-1} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{P_{CPL}}{C \cdot V_{c0}^2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}_s \\ \tilde{V}_c \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

Du modèle linéaire, on peut exprimer le polynôme caractéristique P du système :

$$P(\lambda) = \lambda^2 + \left(\frac{R}{L} + \frac{n \cdot u_{scc}}{L \cdot I_c^n} i_{s0}^{n-1} - \frac{P_{CPL}}{C \cdot V_{c0}^2} \right) \cdot \lambda - \frac{P_{CPL}}{C \cdot V_{c0}^2} \left(\frac{R}{L} + \frac{n \cdot u_{scc}}{L \cdot I_c^n} i_{s0}^{n-1} \right) + \frac{1}{LC} \quad (3.5)$$

A partir de ce polynôme caractéristique, il est difficile de déterminer directement ses racines et de donner les relations à respecter pour que les valeurs propres du système soient à partie réelle négative afin que le système soit stable, comme cela a été fait dans le premier chapitre.

En revanche, l'étude du polynôme caractéristique du système à l'aide du critère de Routh-Hurwitz (voir annexe B) permet de vérifier si l'une des racines du polynôme caractéristique a une partie réelle positive sans chercher à le résoudre. Par conséquent, l'utilisation du critère de Routh-Hurwitz permet simplement d'établir la condition de stabilité du système.

On construit le tableau de Routh à partir des coefficients du polynôme caractéristique du système, on obtient :

TABLE 3.2 – *Tableau de Routh.*

$a_2 = 1$	$a_0 = -\frac{P_{CPL}}{C \cdot V_{c0}^2} \left(\frac{R}{L} + \frac{n \cdot u_{scc}}{L \cdot I_c^n} i_{s0}^{n-1} \right) + \frac{1}{LC}$
$a_1 = \frac{R}{L} + \frac{n \cdot u_{scc}}{L \cdot I_c^n} i_{s0}^{n-1} - \frac{P_{CPL}}{C \cdot V_{c0}^2}$	/
$b_1 = -\frac{P_{CPL}}{C \cdot V_{c0}^2} \left(\frac{R}{L} + \frac{n \cdot u_{scc}}{L \cdot I_c^n} i_{s0}^{n-1} \right) + \frac{1}{LC}$	/

Selon le critère de Routh, le nombre de pôles à partie réelle positive est donné par le nombre de changements de signe des termes de la première colonne du tableau. Ainsi, le système linéarisé est stable si et seulement si :

$$\begin{cases} a_1 = \frac{R}{L} + \frac{n \cdot u_{scc}}{L \cdot I_c^n} i_{s0}^{n-1} - \frac{P_{CPL}}{C \cdot V_{c0}^2} > 0 \\ b_1 = -\frac{P_{CPL}}{C \cdot V_{c0}^2} \left(\frac{R}{L} + \frac{n \cdot u_{scc}}{L \cdot I_c^n} i_{s0}^{n-1} \right) + \frac{1}{LC} > 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

$$\begin{cases} P_{CPL} < \left(R + \frac{n \cdot u_{scc}}{i_{s0}} \left(\frac{i_{s0}}{I_c} \right)^n \right) \frac{C}{L} \cdot V_{c0}^2 \\ P_{CPL} < \left(\frac{1}{R + \frac{n \cdot u_{scc}}{i_{s0}} \left(\frac{i_{s0}}{I_c} \right)^n} \right) \cdot V_{c0}^2 \end{cases} \quad (3.7)$$

On remarque que la seconde inégalité est moins contraignante que la première. Finalement, on déduit que la condition sur la valeur de la puissance qui assure la stabilité locale autour du point de fonctionnement est :

$$P_{CPL} < \left(R + \frac{n \cdot u_{scc}}{i_{s0}} \left(\frac{i_{s0}}{I_c} \right)^n \right) \frac{C}{L} \cdot V_{c0}^2 \quad (3.8)$$

Cette équation fait apparaître un amortissement supplémentaire $\left(\frac{n \cdot u_{scc}}{i_{s0}} \right)$ par rapport à l'équation de stabilité du réseau sans le dispositif supraconducteur, ce qui montre que l'ajout du supraconducteur en série avec le filtre RLC d'entrée du réseau DC augmente sa marge de stabilité. Elle nous permet de déterminer la limite de la puissance consommée par la charge CPL qui ne

doit pas être dépassée pour maintenir la stabilité du réseau continu en fonction des paramètres du réseau et du dispositif supraconducteur. Néanmoins, afin de tracer et valider cette dernière équation, il est nécessaire de trouver le point de fonctionnement par rapport à la puissance de charge en résolvant le polynôme (3.3). Cette résolution n'est pas aisée analytiquement pour une puissance donnée. En revanche, pour un courant donné, la détermination analytique de la puissance et de la tension correspondante est possible à partir de ce polynôme (3.9) :

$$\begin{cases} \frac{u_{scc}}{I_c^n} \cdot i_{s0}^{n+1} + R \cdot i_{s0}^2 - V_s \cdot i_{s0} + P_{CPL} = 0 \\ V_{c0} = \frac{P_{CPL}}{i_{s0}} \end{cases} \quad (3.9)$$

En remplaçant l'équation (3.9) dans (3.8), on obtient l'équation finale de la limite de stabilité du réseau en intégrant le dispositif supraconducteur :

$$\left(R + \frac{n \cdot u_{scc}}{i_{s0}} \left(\frac{i_{s0}}{I_c} \right)^n \right) \times \left(\frac{V_s - R \cdot i_{s0} - u_{scc} \times \left(\frac{i_{s0}}{I_c} \right)^n}{i_{s0}} \right) \times \frac{C}{L} > 1 \quad (3.10)$$

Cette dernière equation (3.10) est la condition de stabilité du système présenté à la figure 3.1 en fonction des paramètres du réseau DC et du SSR. Si le terme de gauche est inférieur à 1, le courant oscille et diverge, conduisant à un système instable, sinon le système est stable. Cela permet de prédire la région de stabilité et de l'ajuster grâce aux paramètres du SSR. En plus, elle permet de dimensionner le SSR en posant des conditions à ses paramètres.

En outre, cette formule analytique offre la possibilité de déterminer le courant critique I_c que doit avoir le ruban supraconducteur pour un courant de transport donné en fonction de ses paramètres. Cela permet dans notre cas de déterminer la valeur du champ à appliquer.

Trois méthodes seront utilisées dans les sections suivantes pour valider cette équation analytique, à savoir :

- Simulation numérique.
- Spectroscopie d'impédance pour un point donné, exemple : ($I_c = 245$ A, $n = 15$, $l_{SSR} = 10$ m).
- Valeurs propres pour un point donné, exemple : ($I_c = 245$ A, $n = 15$, $l_{SSR} = 10$ m).

3.2.1 Simulation numérique

Afin de valider l'équation de limite de puissance du réseau DC avec un SSR obtenue dans la section précédente, nous avons effectué des simulations du réseau avec OpenModelica présenté dans la figure 3.1 en faisant varier le courant demandé par la charge CPL en fonction du courant critique du SSR. En négligeant la dépendance thermique du ruban, en faisant l'hypothèse que la puissance de refroidissement est suffisante pour maintenir la température constante à 77 K et la résistance du supraconducteur est modélisée par la loi de puissance avec les paramètres présentés dans le tableau (3.3). Le critère adopté pour se prononcer sur la stabilité ou non du système est de

TABLE 3.3 – Paramètres du RSS.

Paramètre	Description	Valeur
E_c	Critère de champ électrique critique	$1 \mu\text{V/cm}$
l_{SSR}	Longueur du SSR	10 m
n	Exposant de la loi de puissance	15

voir si les oscillations du courant et de la tension du réseau augmentent ou diminuent en fonction du temps.

La figure 3.2 montre les régions de stabilité du réseau DC avec un SSR présenté à la figure 3.1 obtenues par simulation en fonction de la puissance demandée par la charge pour différentes valeurs du courant critique (I_c) en fixant l'exposant de la loi de puissance n à 15 et la longueur du SSR à 10 m.

La formule analytique de la limite de stabilité du réseau avec un SSR qui sépare les régions de stabilité est en adéquation parfaite avec les résultats obtenus par les simulations. Cette dernière formule converge vers l'équation de la limite de stabilité sans SSR lorsque le courant critique est important, ce qui est tout à fait justifié puisque le SSR reste invisible par rapport au réseau.

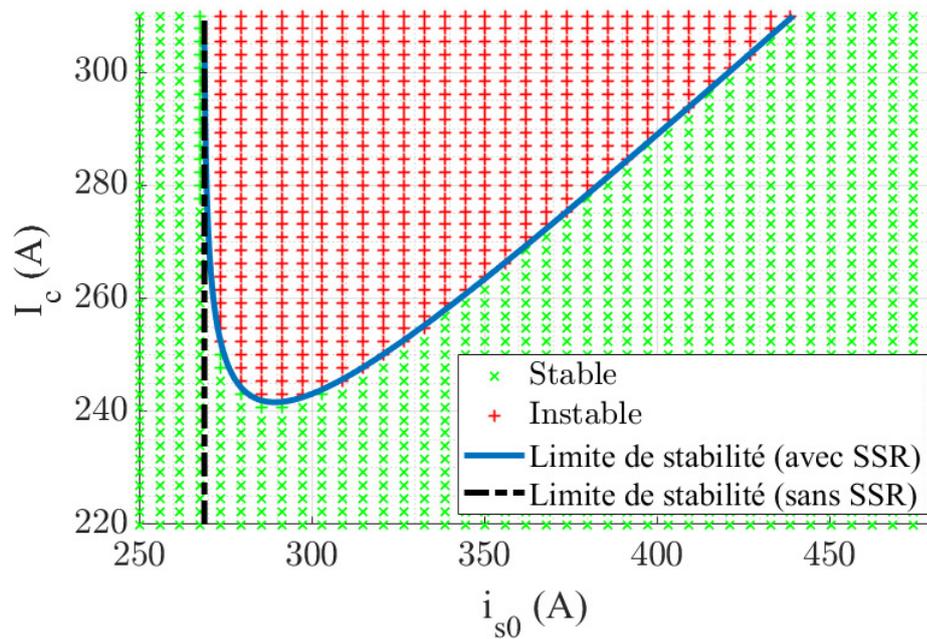
3.2.2 Approche de la stabilité par l'étude des valeurs propres

Une autre méthode pour valider la formule analytique est d'étudier la stabilité du réseau en étudiant ses valeurs propres. Pour cela, en fixant le courant critique, l'exposant de la loi de puissance et la longueur du SSR, par exemple, mais sans s'y limiter ($I_c = 245 \text{ A}$, $n = 15$, $l_{SSR} = 10 \text{ m}$), et en faisant varier la puissance de la charge progressivement, on peut observer l'emplacement des parties réelles des valeurs propres de la matrice A (équation 3.4) et voir à quelle puissance se produit le basculement de signe. Cette valeur est ensuite comparée à celle donnée par la formule analytique (3.10) comme cela est fait dans l'annexe B pour le réseau sans SSR.

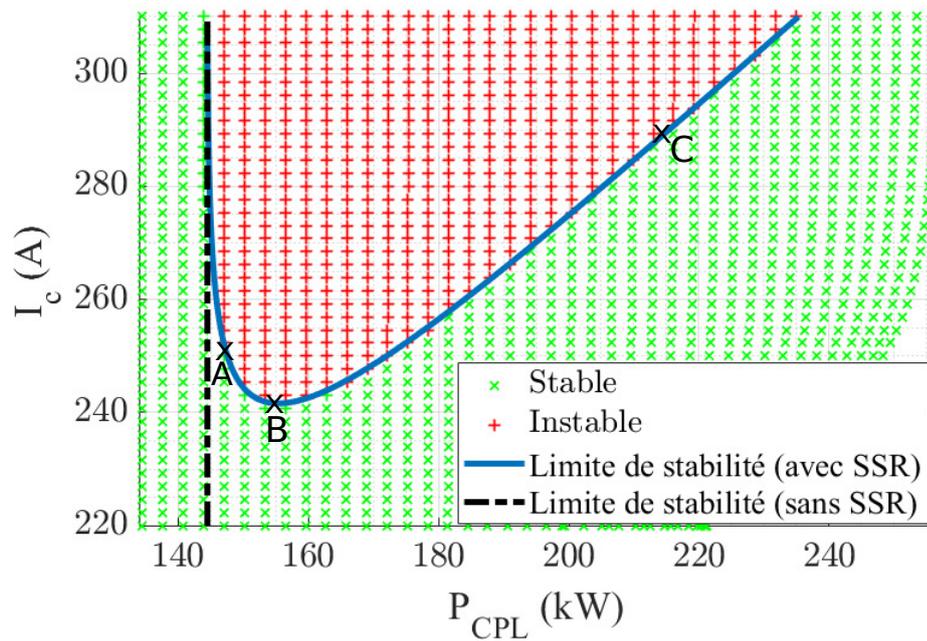
La figure (3.3) montre l'évolution des valeurs propres du système (3.4) en fonction de la puissance de la charge en faisant varier le courant i_{s0} de 270 A à 290 A avec un pas de 2 A, ce qui correspond à $P_{CPL} \in [145 \text{ kW}; 156 \text{ kW}]$. On constate que le système linéaire est stable pour des valeurs de puissance P_{CPL} inférieures à la valeur limite de 150 kW donnée par la formule analytique, figure 3.2 (b).

3.2.3 Analyse de la stabilité par spectroscopie d'impédance

Reprenons le même exemple avec $I_c = 245 \text{ A}$, $n = 15$ et $l_{SSR} = 10 \text{ m}$. La stabilité de ce réseau est cette fois étudiée en fonction de la puissance (P_{CPL}) demandée par la CPL, en appliquant le critère de Middlebrook comme cela a été fait au réseau sans stabilisateur (voir annexe B). Ce critère définit les conditions liées au rapport entre l'impédance d'entrée de la charge (sous-système 2) et l'impédance de sortie de la source (sous-système 1) au point de connexion,



(a)



(b)

FIGURE 3.2 – Régions de stabilité du réseau DC avec SSR obtenues par simulation numérique. La ligne pointillée est la limite de stabilité sans SSR selon l'équation (1.9), et la ligne continue est la limite de stabilité avec SSR selon l'équation (3.10) : (a) Le courant critique du SSR en fonction du courant au régime permanent, (b) Le courant critique du SSR en fonction de la puissance requise par la charge.

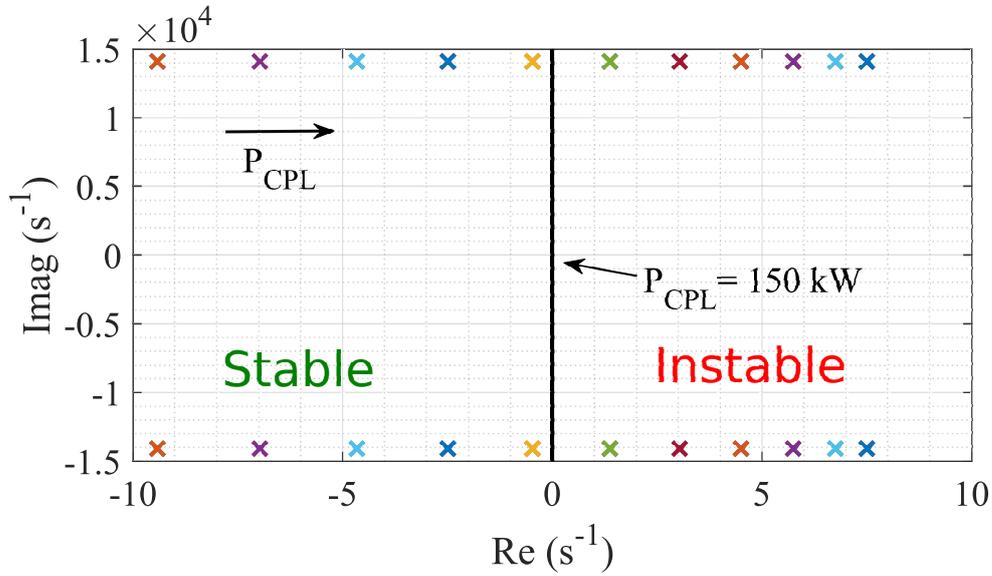


FIGURE 3.3 – Évolution des valeurs propres en faisant varier la puissance P_{CPL} demandée par la CPL de 145 kW à 156kW.

comme le montre la figure (3.4).

Le sous système 1 contient la source de tension parfaite, le filtre RLC et le SSR. Son impédance de sortie est la suivante :

$$Z_{out_s}(s) = \frac{L.s + R + \frac{u_{scc}}{I_c^n} \cdot i_{s0}^{n-1}}{L.C.s^2 + R.C.s + \frac{u_{scc}}{I_c^n} \cdot i_{s0}^{n-1} \cdot C.s + 1} \quad (3.11)$$

Le sous-système 2 comprend la charge CPL. Son impédance d'entrée est donnée par l'équation suivante :

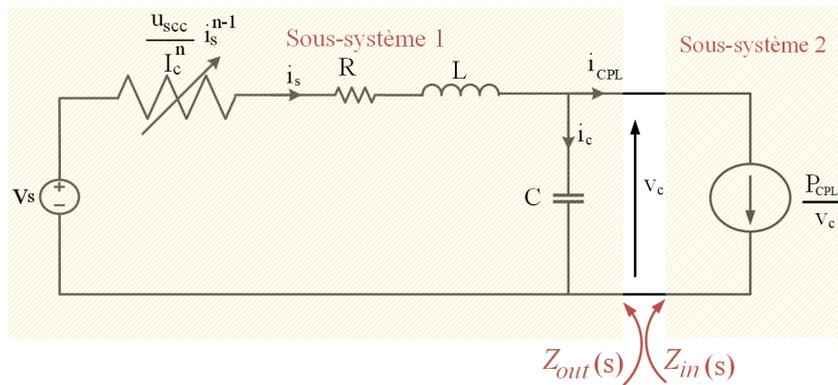


FIGURE 3.4 – Impédances d'entrée et de sortie pour le critère de Middlebrook.

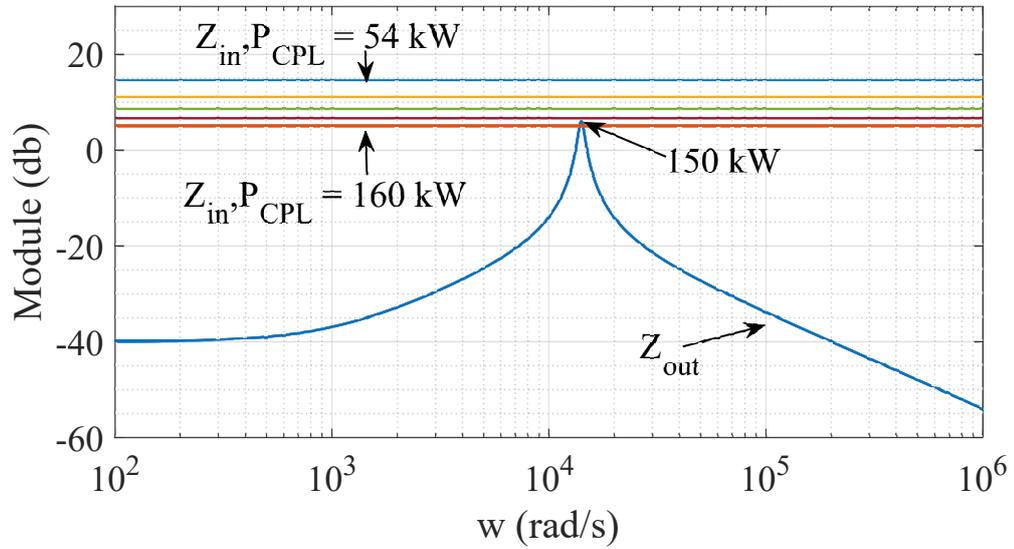


FIGURE 3.5 – Évolution du module des impédances (Z_{out} , Z_{in}) en faisant varier la puissance demandée par la CPL.

$$Z_{inc}(s) = \frac{V_{c0}^2}{P_{CPL}} \quad (3.12)$$

La figure (3.5) montre une comparaison entre les modules de l'impédance de sortie Z_{out} de la source et l'impédance d'entrée Z_{in} de la charge en faisant varier le courant i_{s0} de 100 A à 300 A avec un pas de 50 A, ce qui correspond à une variation de 54 kW à 160 kW.

Selon le critère de Middlebrook, c'est-à-dire $\left| \frac{Z_{out1}(j\omega)}{Z_{in2}(j\omega)} \right| < 1$ et pour l'exemple étudié dans cette section, le système n'est stable que pour des valeurs de puissance P_{CPL} inférieures à 150 kW, valeurs identiques à celles données par la formule analytique.

3.2.4 Conclusion

Dans les sections précédentes, une nouvelle équation analytique pour la limite de stabilité du réseau DC avec un SSR séparant la région de stabilité et d'instabilité a été développée. Cette équation dépend des paramètres du réseau et également des paramètres du SSR. Elle représente tout de même le scénario maximal auquel on puisse stabiliser le réseau, car elle a été obtenue en supposant que la température reste à 77 K. Autrement dit, si le réseau est stable avec cette hypothèse, il est nécessairement stable à des températures supérieures à 77 K, du fait que la résistance du SSR augmente en fonction de la température (voir l'évolution de la résistivité du (RE)BCO et des différentes couches métalliques en fonction de la température, figure 2.6, annexe C).

Afin de valider cette équation analytique, trois méthodes ont été utilisées. La première consiste à réaliser des simulations numériques pour différentes valeurs de puissance et de courant critique en fixant la longueur du SSR et n , en utilisant un modèle simplifié. Le modèle

suppose que la résistance de l'élément supraconducteur est une fonction non linéaire qui dépend uniquement du courant de ligne i_s , tout en considérant que le ruban ne s'échauffe pas et que sa température reste à 77 K comme cela a été fait lors de la détermination de l'équation analytique.

La deuxième méthode consiste à calculer les valeurs propres du système pour un point donné, par exemple, mais sans s'y limiter, ($I_c = 245$ A, $n = 15$, $l_{SSR} = 10$ m) pour différentes valeurs de puissance. Enfin, l'analyse de stabilité par spectroscopie d'impédance a été utilisée pour le même point.

Toutes ces méthodes ont donné des résultats en parfaite concordance avec l'équation analytique 3.10. Cette dernière peut être utilisée pour dimensionner un SSR et également dans une stratégie de contrôle du SSR qui va être présentée dans les sections suivantes.

3.3 Dimensionnement du stabilisateur supraconducteur

Le dimensionnement du stabilisateur reste à ce jour un problème compliqué qui repose sur des méthodes numériques ou expérimentales [53] [54]. Cependant, la formule analytique trouvée dans la section précédente qui sépare la région de stabilité et d'instabilité du réseau peut être utilisée pour dimensionner le SSR et trouver ses différents paramètres à savoir : le courant critique (I_c), l'exposant de la loi de puissance n et la longueur l_{SSR} .

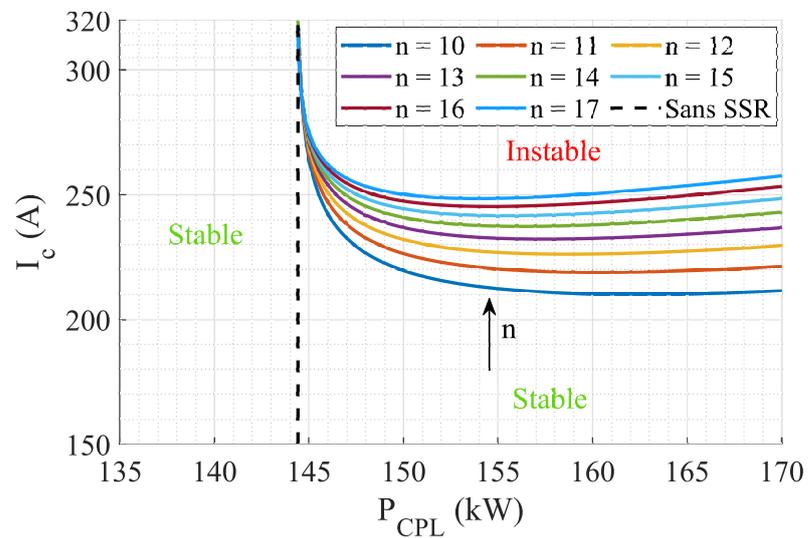
La figure 3.6 montre les régions de stabilité obtenues par la formule analytique 3.10 en fonction du courant critique et de la puissance de charge pour différentes valeurs de l'exposant de la loi de puissance n avec $l_{SSR} = 10$ m et de la longueur du SSR l_{SSR} avec $n = 15$. Sur la figure 3.6 (a), on remarque que pour une puissance donnée et une longueur de SSR fixe, lorsque n augmente, le courant critique du SSR peut être plus élevé. Idem pour la figure 3.6 (b) où on remarque que pour une puissance donnée et n donné, plus la longueur du SSR augmente, plus le courant critique du SSR peut être important.

3.4 Stratégie de contrôle du stabilisateur supraconducteur

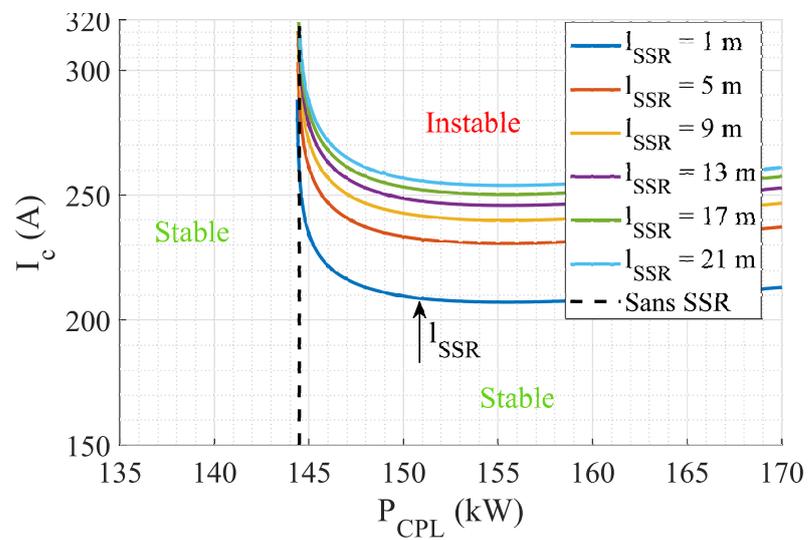
Sur la base du résultat présenté sur la figure 3.2, on constate que pour stabiliser un réseau continu par un SSR, il est nécessaire de faire varier son courant critique, sinon on risque :

- Soit de ne pas couvrir une marge de puissance pour un courant critique donné, par exemple : à droite du point A et à gauche du point C sur la figure 3.2.
- Soit de détruire le ruban, par exemple : à droite et en dessous des points A, B et C.
- Soit rendre visible le SSR par rapport au réseau même pour des puissances inférieures à $P_{CPL_{max}}$, par exemple : à gauche du point B sur la figure 3.2.

Or, les différents types de rubans supraconducteurs ont un courant critique constant en champ propre et à la température de l'azote liquide. C'est pourquoi dans le cadre de cette thèse on propose une stratégie permettant de faire varier leur courant critique. Cette stratégie consiste à contrôler dynamiquement le courant critique et maîtriser la dissipation du SSR grâce à un champ magnétique externe. En effet, le courant critique du ruban supraconducteur a pour caractéristique



(a)



(b)

FIGURE 3.6 – Régions de stabilité du réseau DC avec SSR obtenues par la formule analytique 3.10 en fonction du courant critique et la puissance de charge pour différentes valeurs de : (a) l'exposant de la loi de puissance n avec $l_{SSR} = 10$ m, (b) longueur du SSR l_{SSR} avec $n = 15$.

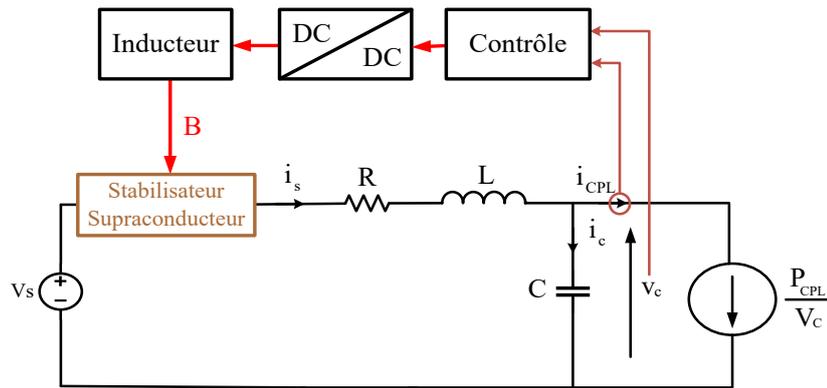


FIGURE 3.7 – Stratégie de contrôle adoptée pour stabiliser un réseau DC par l’intégration d’un stabilisateur supraconducteur.

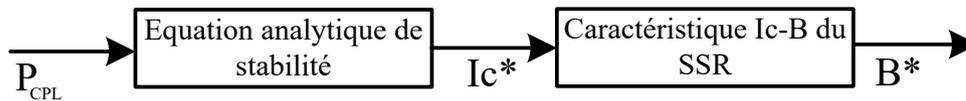


FIGURE 3.8 – Approche adoptée pour déterminer la valeur du champ magnétique qui doit être appliqué pour stabiliser le réseau DC pour une puissance donnée.

de décroître en fonction du champ magnétique externe [61]. Notre idée se base sur l’exploitation de cette caractéristique en appliquant un champ magnétique externe au SSR. En pratique, ce champ magnétique sera généré par un système d’électroaimant contrôlé par un convertisseur DC-DC (voir figure 3.7).

La question qui se pose maintenant est la suivante : quelle est la valeur du champ magnétique qu’il faut appliquer pour stabiliser un réseau DC lorsqu’il y a une demande de puissance ? Ou bien : comment connaître la valeur du champ qu’il faut appliquer au SSR pour que le réseau reste stable ?

Pour répondre à cette question, nous avons proposé une solution basée sur la caractéristique du courant critique du ruban supraconducteur à 77 K en fonction du champ magnétique et la formule analytique 3.10 de la limite de stabilité. En effet, en utilisant la formule analytique, il est possible de déterminer la valeur du courant critique correspondant à la puissance de la charge. Ensuite, à partir de la caractéristique I_c - B , la valeur du champ magnétique correspondant peut être déduite (figure 3.8).

Le circuit 3.9 présente une démonstration de l’approche adoptée. Nous avons simulé un stabilisateur de 10 m constitué d’un ruban supraconducteur de type Superpower® SF12050 [61] ($I_c = 300$ A, largeur 12 mm) en utilisant la FMI qui provient du modèle OpenModelica développé dans le deuxième chapitre avec les mêmes paramètres et discrétisations (tableau 2.3). Ce stabilisateur est intégré dans le réseau présenté précédemment et soumis à un champ magnétique. La valeur de ce champ magnétique à appliquer est obtenue à partir d’un calculateur basé sur l’approche présentée dans la figure 3.8 en mesurant la tension et le courant de la charge.

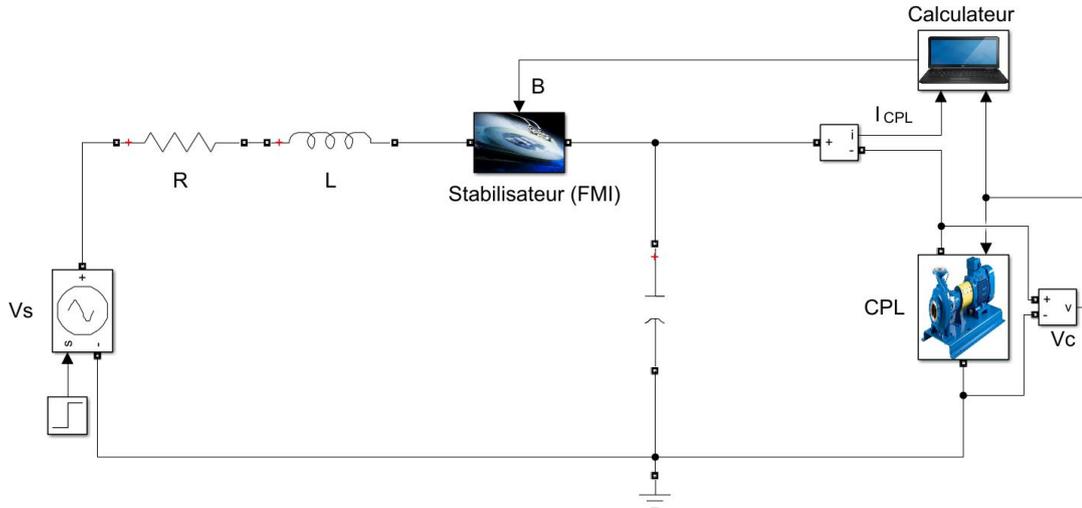


FIGURE 3.9 – Circuit utilisé pour illustrer la stratégie adoptée pour contrôler le stabilisateur supraconducteur. Le calculateur est basé sur l'approche présentée à la figure, 3.8.

Les figures de 3.11 à 3.14 montrent les résultats obtenus par la simulation du réseau avec stabilisateur non contrôlé par un champ magnétique externe et avec stabilisateur contrôlé par un champ magnétique externe pour différentes valeurs de puissance.

Pour le réseau avec le SSR non contrôlé par un champ externe, on peut voir sur la figure 3.11 (b) que le réseau n'est stable que pour les puissances inférieures à la limite de puissance $P_{CPL_{max}}$ où les oscillations diminuent avec le temps. Pour toutes les puissances supérieures à la limite de puissance $P_{CPL_{max}}$, le réseau est instable. Les oscillations de courant qui correspondent à ces puissances sont constantes en fonction du temps et ne divergent pas, mais elles sont importantes et destructrices pour le réseau ($\Delta I \gg$) car l'effet limitant du stabilisateur ($R_{sc} \neq 0$) se manifeste comme on peut le voir sur la figure 3.11 (e). Ceci a provoqué des pertes par effet Joule importantes (un pic de 48 kW) au niveau du SSR comme on peut le voir sur la figure 3.11 (h). Le courant critique du ruban diminue légèrement de 2% (294 A) pour les puissances supérieures à $P_{CPL_{max}}$ (voir figure 3.11 (d)). Cette diminution est due à la petite augmentation de la température, illustrée par la figure 3.11 (g).

En revanche, pour le réseau avec le SSR contrôlé par un champ externe, le réseau est stable pour toutes les puissances avec des oscillations du courant qui diminuent au cours du temps pour avoir un autre point de fonctionnement du réseau (3.14(b)). En augmentant la puissance, on constate que le temps nécessaire pour atteindre le régime permanent diminue car le rapport i_{s0}/I_c augmente avec la puissance, comme le montre la figure 3.10 tracée à partir de l'équation 3.10. Pour les puissances supérieures à $P_{CPL_{max}}$, un champ magnétique est appliqué au SSR. La valeur de ce champ est calculée à partir du calculateur mis en place en fonction de la puissance de la charge (3.14(c)). Ce champ magnétique a atteint une valeur maximale de 42 mT pour la puissance la plus proche de $P_{CPL_{max}}$, puis il diminue à chaque fois que la puissance augmente car le rapport i_{s0}/I_c augmente avec l'augmentation de la puissance. L'augmentation de ce champ magnétique permet de diminuer le courant critique du SSR qui atteint une valeur minimale de 247 A (17,6 % I_{c0}) permettant de stabiliser le réseau. Ce courant critique suit parfaitement la consigne

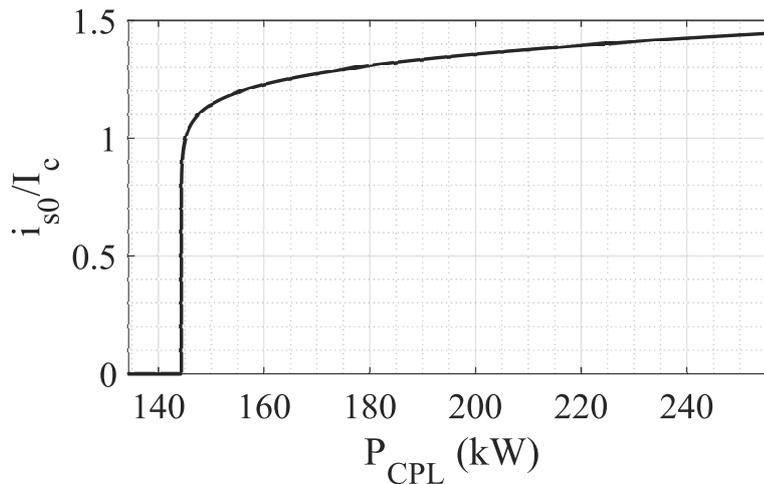


FIGURE 3.10 – Le rapport I_{s0}/I_c donné par la formule 3.10 à 77 K.

avec un léger dépassement (moins de 1 %) dû à une faible augmentation de la température (figure 3.13 (d)). Cette augmentation de température ne dépasse pas 77,12 K, et elle a permis au courant de circuler quasi intégralement dans la couche supraconductrice. Les pertes au niveau du SSR sont faibles comme on peut le voir sur la figure 3.14(h). La résistance au niveau du SSR augmente avec l'accroissement de la puissance de charge et s'échelonne de 0 Ω à 0,4 m Ω avec un pic maximal de 2,1 m Ω . Il convient de mentionner qu'avec cette méthode de stabilisation par contrôle du courant critique du SSR par un champ magnétique, la marge de stabilité a été repoussée de plus de 45 % tout en maintenant la température proche de 77 K.

Ces résultats confirment la fiabilité de la stratégie de contrôle adoptée : contrôler la variation du courant critique du SSR par un champ magnétique externe en utilisant la formule analytique 3.10 pour stabiliser un réseau DC.

3.5 Contrôle du stabilisateur supraconducteur

Désormais, étant donné que la stratégie adoptée pour contrôler le SSR a été testée, nous allons simuler le système complet représenté sur la figure 3.7 avec un contrôleur, un convertisseur DC/DC et un inducteur. Pour cela, on considère un inducteur dont la valeur de l'inductance est de 302 mH avec une résistance de 2,96 Ω . Sa caractéristique champ-courant est représentée sur la figure 3.15. Les paramètres et caractéristiques de cet inducteur sont issus de l'inducteur magnétique développé dans le chapitre suivant.

Pour le convertisseur DC/DC qui alimente l'inducteur, on considère, par exemple, mais sans s'y limiter un Flyback qui a une sortie isolée contrôlé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) de 100 kHz, en raison de ses nombreux avantages, tels que sa rapidité et sa fréquence de découpage réglable. La porteuse est un signal triangulaire et la modulante est le signal de sortie du bloc contrôleur PID (voir figure 3.16). Le contrôleur PID est celui qui nous a donné la meilleure réponse proche de la consigne par rapport aux autres contrôleurs (P, PI).

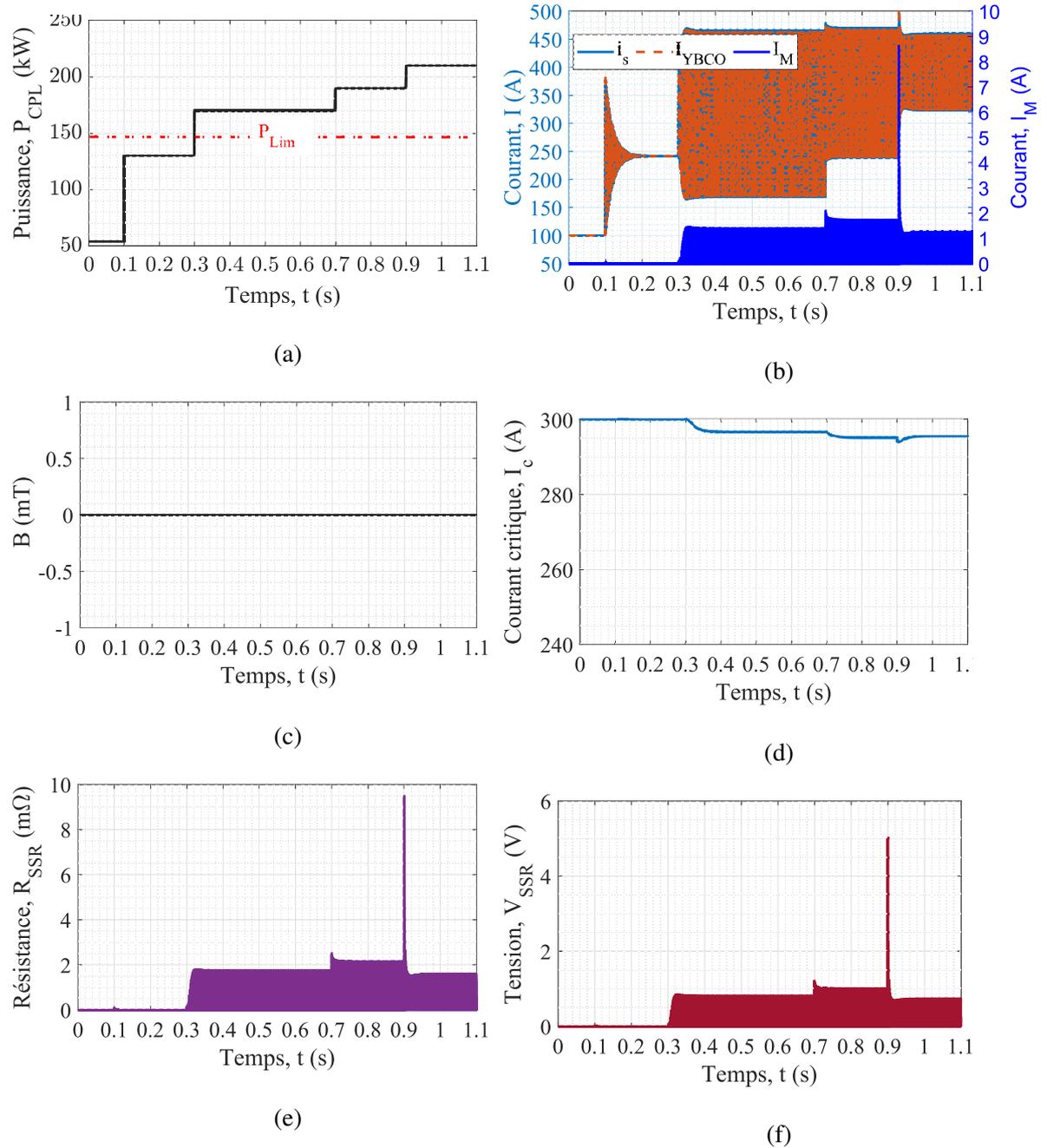


FIGURE 3.11 – Résultats de la simulation donnés par le circuit présenté sur la figure 3.9 sans contrôler le stabilisateur supraconducteur ($B=0$); I_M est le courant total circulant dans les couches métalliques (les deux couches d'argent, supérieure et inférieure).

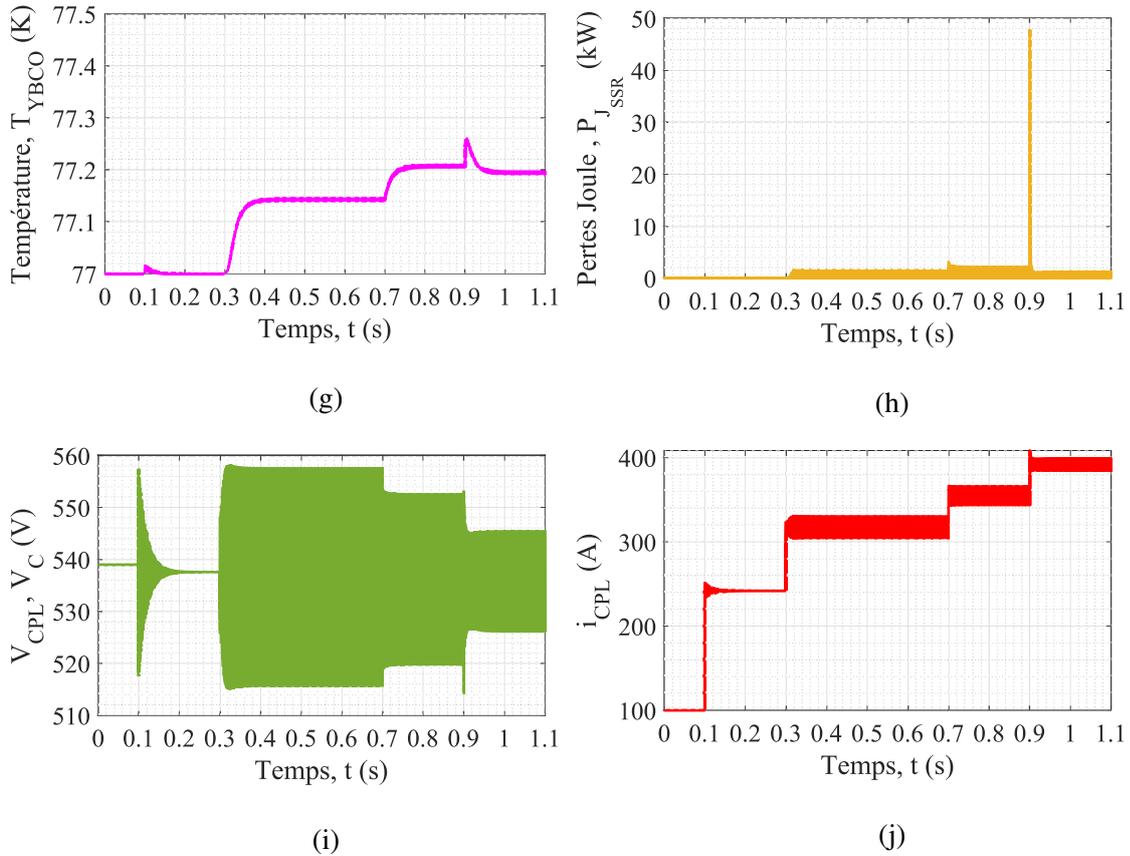


FIGURE 3.12 – Résultats de la simulation donnés par le circuit présenté sur la figure 3.9 sans contrôler le stabilisateur supraconducteur ($B=0$).

La stratégie de contrôle de ce dispositif est basée sur la même que celle présentée ci-dessus (figure 3.8) en ajoutant un troisième bloc qui est la caractéristique champ-courant de l'inducteur afin de pouvoir déterminer le courant d'inducteur de référence I_{ind}^* à partir de l'induction magnétique de référence B^* (figure 3.17).

Le circuit utilisé pour simuler la stratégie adoptée en utilisant un Flyback est présenté sur la figure 3.18.

Les résultats de la simulation sont présentés sur les figures 3.19 et 3.20, où le réseau est stable pour toutes les puissances grâce au contrôle du SSR par l'inducteur en agissant sur son pilotage en courant. La marge de stabilité a été repoussée de plus de 45 % tout en gardant la température proche de 77 K. Comme dans la section précédente, où la stratégie de contrôle adoptée a été validée, en augmentant la puissance, le temps nécessaire pour atteindre le régime permanent diminue comme le rapport i_{s0}/I_c augmente avec la puissance, tel que le montre la figure 3.10 tirée de l'équation 3.10. Pour les puissances supérieures à $P_{CPL_{max}}$, un champ magnétique est appliqué au SSR et sa valeur diminue à chaque augmentation de puissance car le rapport i_{s0}/I_c augmente avec la puissance. La valeur de consigne de ce champ est calculée à partir du calculateur en fonction de la puissance de la charge (3.20(a)). Sa valeur réelle suit la consigne avec un retard, un dépassement dû au temps de réponse de l'inducteur et du régulateur. La valeur maximale de ce dépassement calculée à 5% est de 3%, et le retard maximal est de 70 ms.

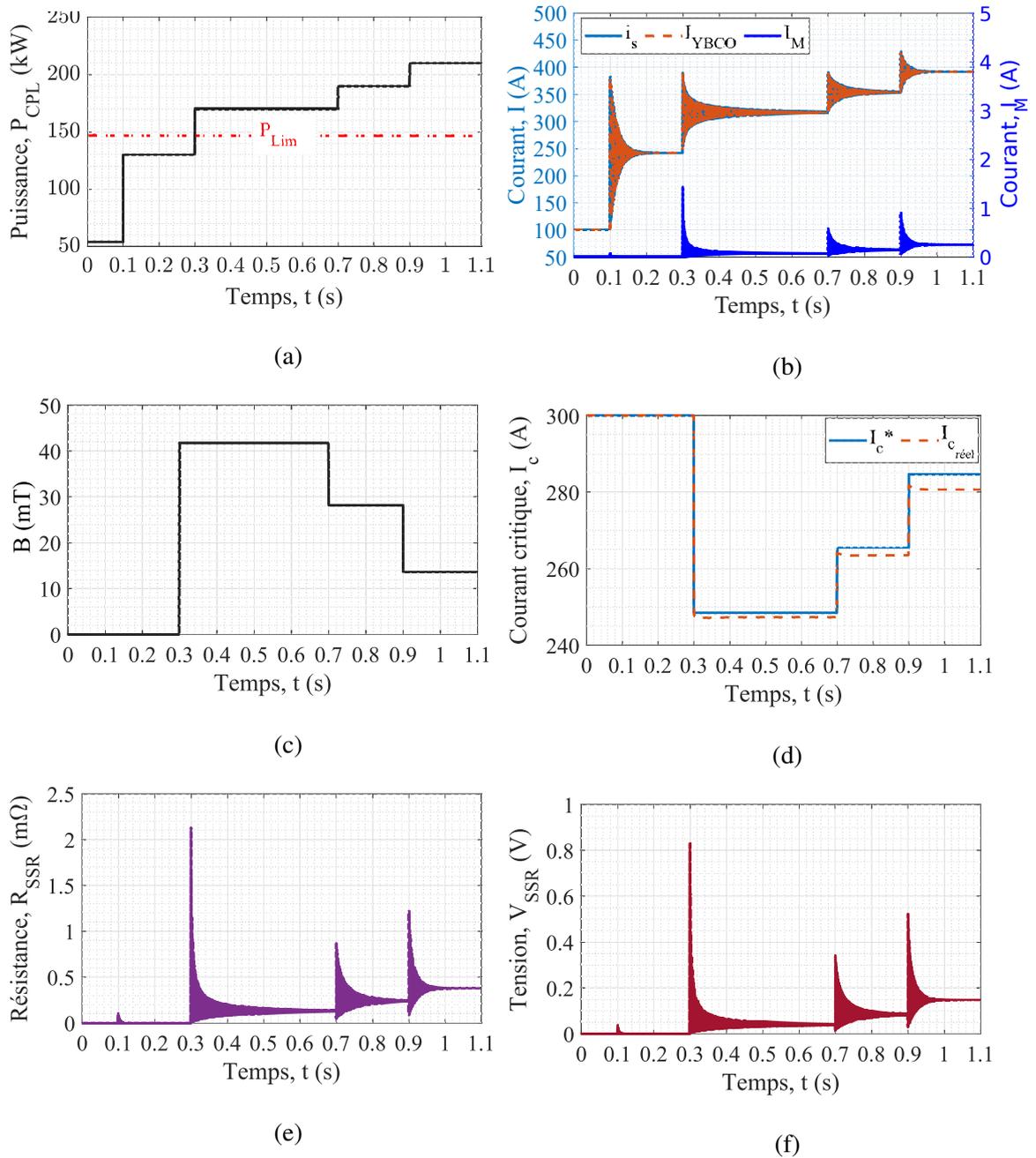


FIGURE 3.13 – Résultats de la simulation donnés par le circuit présenté sur la figure 3.9 en contrôlant le stabilisateur par un champ magnétique extérieur : I_M est le courant total circulant dans les couches métalliques (les deux couches d'argent, supérieure et inférieure)

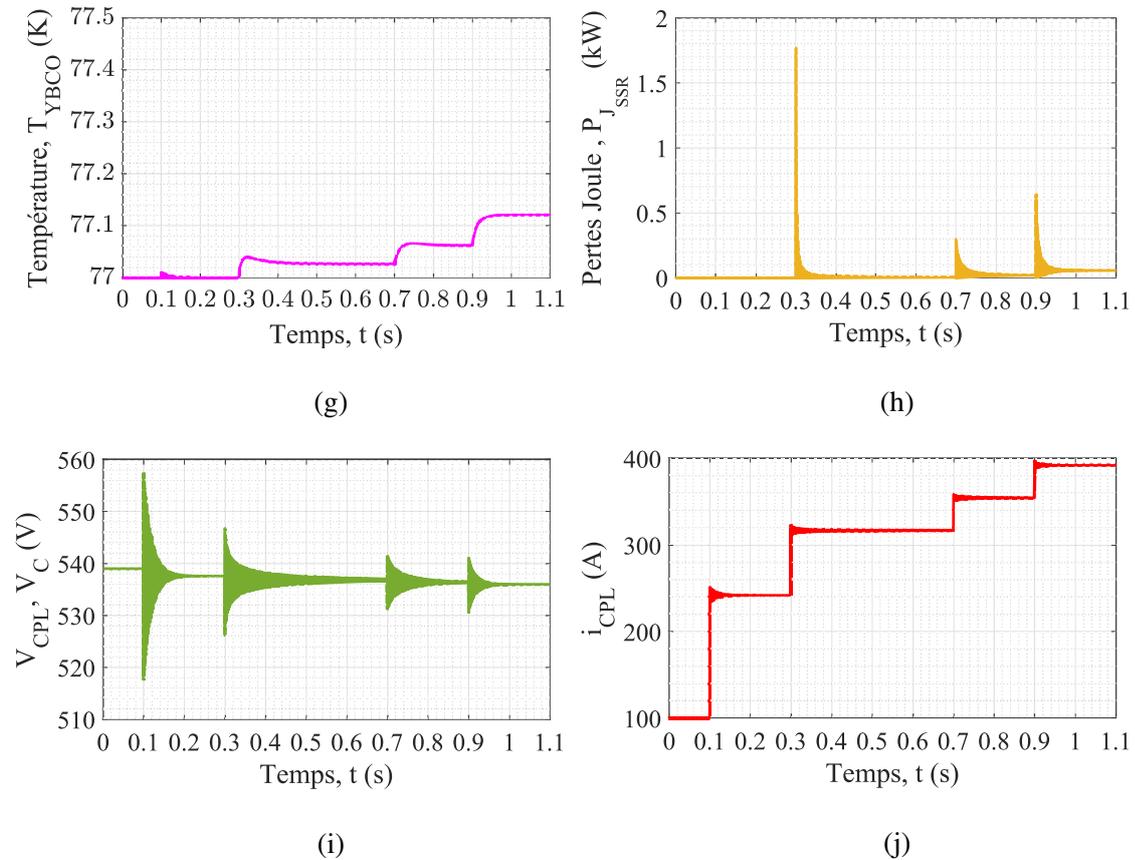


FIGURE 3.14 – Résultats de la simulation donnés par le circuit présenté sur la figure 3.9 en contrôlant le stabilisateur par un champ magnétique extérieur.

Le champ magnétique est produit par l'inducteur, agissant sur le pilotage de son courant qui suit la consigne avec un retard, dépassant de 70 ms et 1,7 % respectivement (figure 3.20 (c)). Ceci a permis de diminuer le courant critique du SSR qui atteint une valeur minimale de 245,8 A (82 % I_{c0}) et qui poursuit sa consigne avec un léger dépassement de 1,1 % dû à la boucle de régulation et une faible augmentation de température (figure 3.20 (d)). Les pertes au niveau du SSR sont faibles comme on peut le voir sur la figure 3.20(h). La résistance au SSR augmente avec l'augmentation de la puissance de charge et varie de 0 Ω à 0,36 m Ω avec un pic maximal de 2,8 m Ω .

Il faut mentionner que la température du SSR reste autour de 77 K et ne dépasse pas 77.2 K ce qui permet au courant de circuler principalement dans la couche supraconductrice. Cela rend le système proposé plus fiable pour des applications aéronautiques.

3.6 Discussion

Sur la base des résultats présentés ci-dessus, nous observons qu'en contrôlant un stabilisateur supraconducteur inséré en série avec le filtre d'entrée du réseau DC par un inducteur magnétique, la stabilité du réseau est améliorée. Dans l'exemple pris ci-dessus et pour un ruban supraconduc-

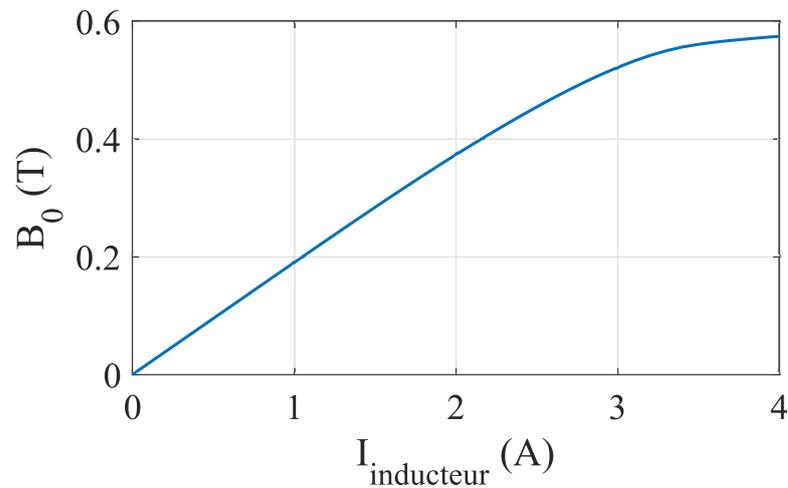


FIGURE 3.15 – L'induction magnétique créée par l'inducteur magnétique en fonction du courant à 77 K.

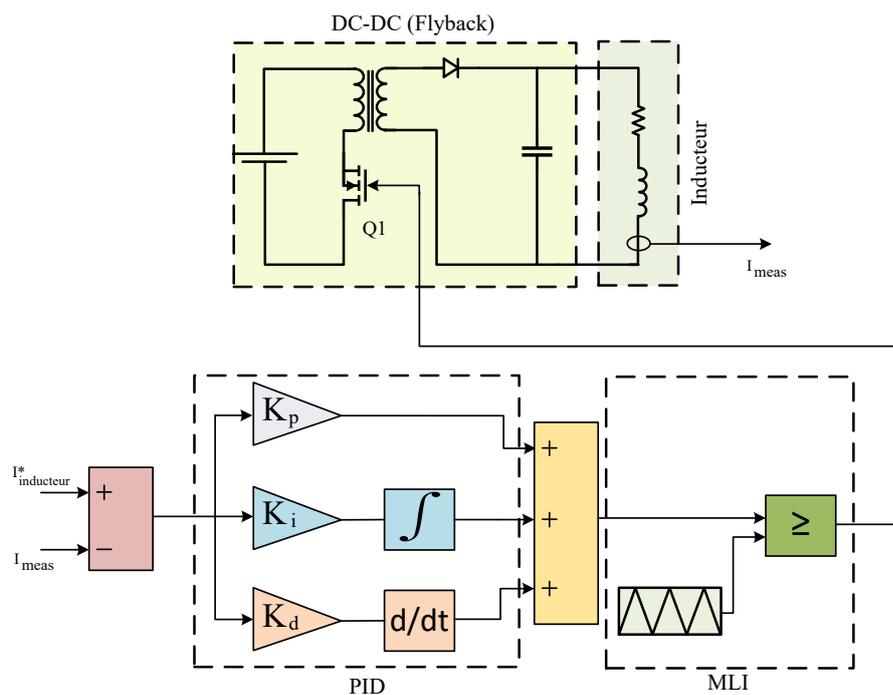


FIGURE 3.16 – Schéma bloc de la méthode de contrôle proposée pour le stabilisateur supraconducteur à l'aide d'un convertisseur flyback.

teur Superpower® SF12050 de 300 A, nous avons pu étendre la marge de stabilité de (45 %) et couvrir une large plage de puissance : lorsque la puissance de charge est proche de la puissance limite sans SSR et également lorsque la puissance de charge est beaucoup plus élevée que la puissance limite sans SSR. Il convient de mentionner que la marge de stabilité a été limitée non pas par la méthode de stabilité proposée, mais par le type de ruban utilisé qui a un courant critique de 300 A. L'utilisation d'un autre type de ruban avec un courant critique plus élevé augmentera

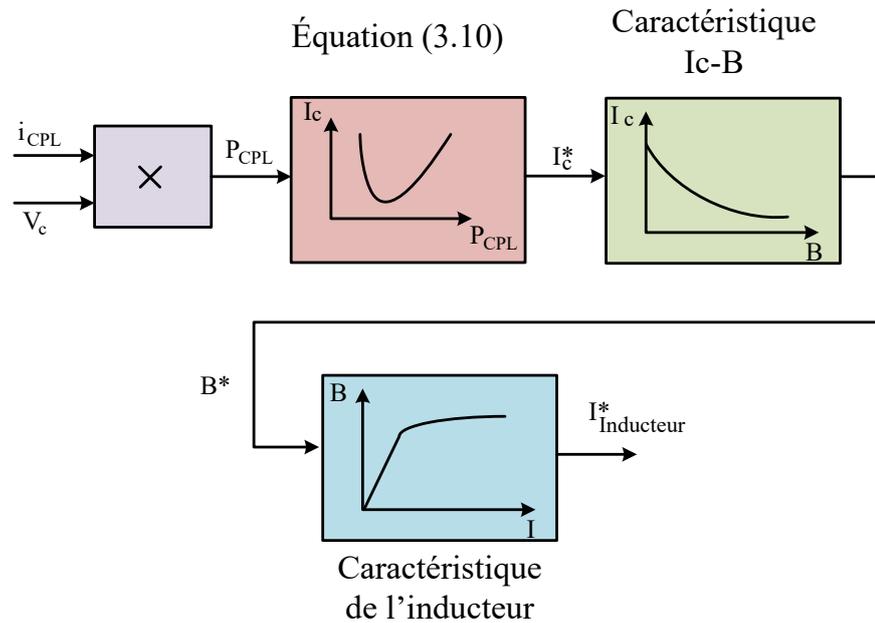


FIGURE 3.17 – Approche adoptée pour déterminer la valeur du courant de l'inducteur qui doit être appliqué pour créer l'induction magnétique souhaitée afin de stabiliser le réseau DC pour une puissance donnée.

encore la marge de stabilité. Ainsi, le mieux est de toujours prendre un ruban supraconducteur avec un courant critique élevé et de le contrôler par un champ magnétique.

La nouvelle méthode proposée permet de contrôler la dissipation au niveau du SSR en contrôlant son courant critique. En dehors de la stabilisation du réseau, ce contrôle de la dissipation permet à la température de rester autour de 77 K, et au courant de circuler principalement dans la couche supraconductrice. De plus, en jouant sur la proportion du courant critique donnée par la formule analytique et/ou les paramètres du contrôleur, il est possible de modifier le temps de retour à l'état stable du système. Autrement dit en prenant par exemple 5 % de moins de la valeur du courant critique donnée par la formule analytique pour une puissance donnée et/ou de modifier les paramètres du régulateur pour avoir une tolérance sur un dépassement par exemple, il est possible de diminuer le temps de retour à l'état stable du système (plus rapide).

Il faut noter que malgré l'utilisation d'un inducteur qui a un temps de réponse $L/R = 102$ ms important, le système peut être stabilisé, ce qui rend la mise en oeuvre de la méthode réalisable.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé par étudier l'impact du stabilisateur passif basé sur les supraconducteurs sur la stabilité des réseaux DC. Pour ce faire, nous étudions la stabilité du réseau en intégrant un ruban supraconducteur modélisé simplement par la loi de puissance. A l'issue de cela une nouvelle équation analytique a été établie permettant de séparer les régions de stabilité des réseaux DC comportant un stabilisateur supraconducteur. Cette équation dépend des

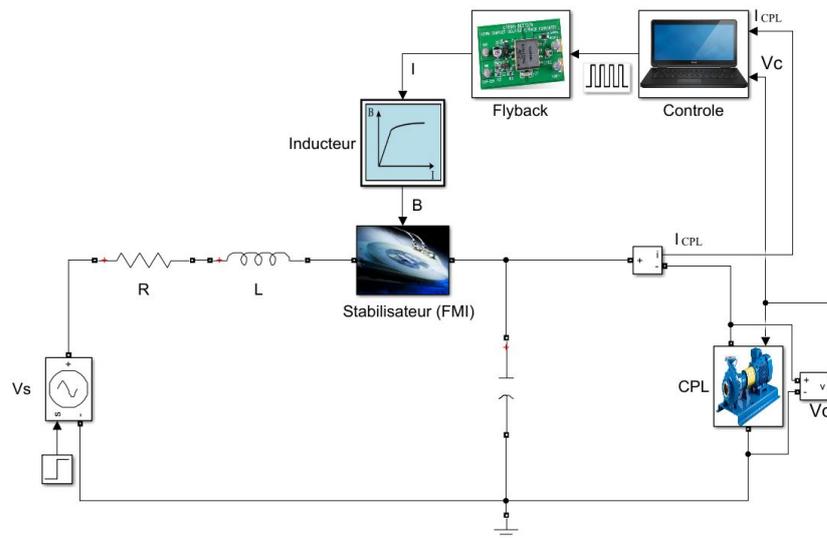


FIGURE 3.18 – Circuit utilisé pour simuler la stratégie adoptée pour contrôler le stabilisateur supraconducteur en utilisant un convertisseur Flyback. Le calculateur est basé sur l’approche présentée à la figure, 3.17.

paramètres du réseau et aussi des paramètres du stabilisateur, ce qui rend possible le dimensionnement de ce dernier. Des simulations numériques et différentes approches d’étude de stabilité ont été utilisées par la suite pour valider cette nouvelle équation de stabilité.

À partir de cette équation, une nouvelle méthode de stabilisation du réseau DC a été présentée. Cette méthode est un hybride entre les méthodes passive et active puisqu’elle utilise les propriétés intrinsèques des supraconducteurs qui deviennent résistifs sous certaines conditions et aussi la commande pour contrôler cette résistance par un champ magnétique externe. Elle a l’avantage d’être invisible (pas de pertes Joule) lorsque la puissance de la charge est inférieure au $P_{CPL_{max}}$ par rapport aux méthodes passives, et elle couvre une grande marge de stabilité. De plus, elle ne nécessite aucune modification de la commande telle que proposée par les méthodes actives, ni de la charge CPL, ni du bus DC, qui ne sont pas toujours accessibles, complexes et diminuent la fiabilité et l’efficacité qui sont deux paramètres importants.

Des simulations réalisées en utilisant un ruban supraconducteur commercial Superpower® SF12050 et son modèle électrothermique développé dans le chapitre précédent nous ont permis de tirer plusieurs conclusions. En effet, en contrôlant un stabilisateur supraconducteur par un champ magnétique externe, la stabilité d’un réseau continu peut être assurée sans augmenter la température du ruban. Cela permet de garantir la fiabilité et la sécurité du système pour des applications exigeantes. D’autre part, il est toujours préférable de prendre un ruban avec un grand courant critique et de le contrôler par le champ externe pour avoir une grande marge de stabilité.

En raison de la non-augmentation de la température du ruban supraconducteur lors de la stabilisation du réseau DC, il est possible de simplifier le modèle utilisé en éliminant sa partie thermique. En effet, puisque la température reste à 77 K (maximum 77.2 K), il n’y a pas de diffusion de chaleur et les propriétés électriques et thermiques des matériaux constituant le ruban

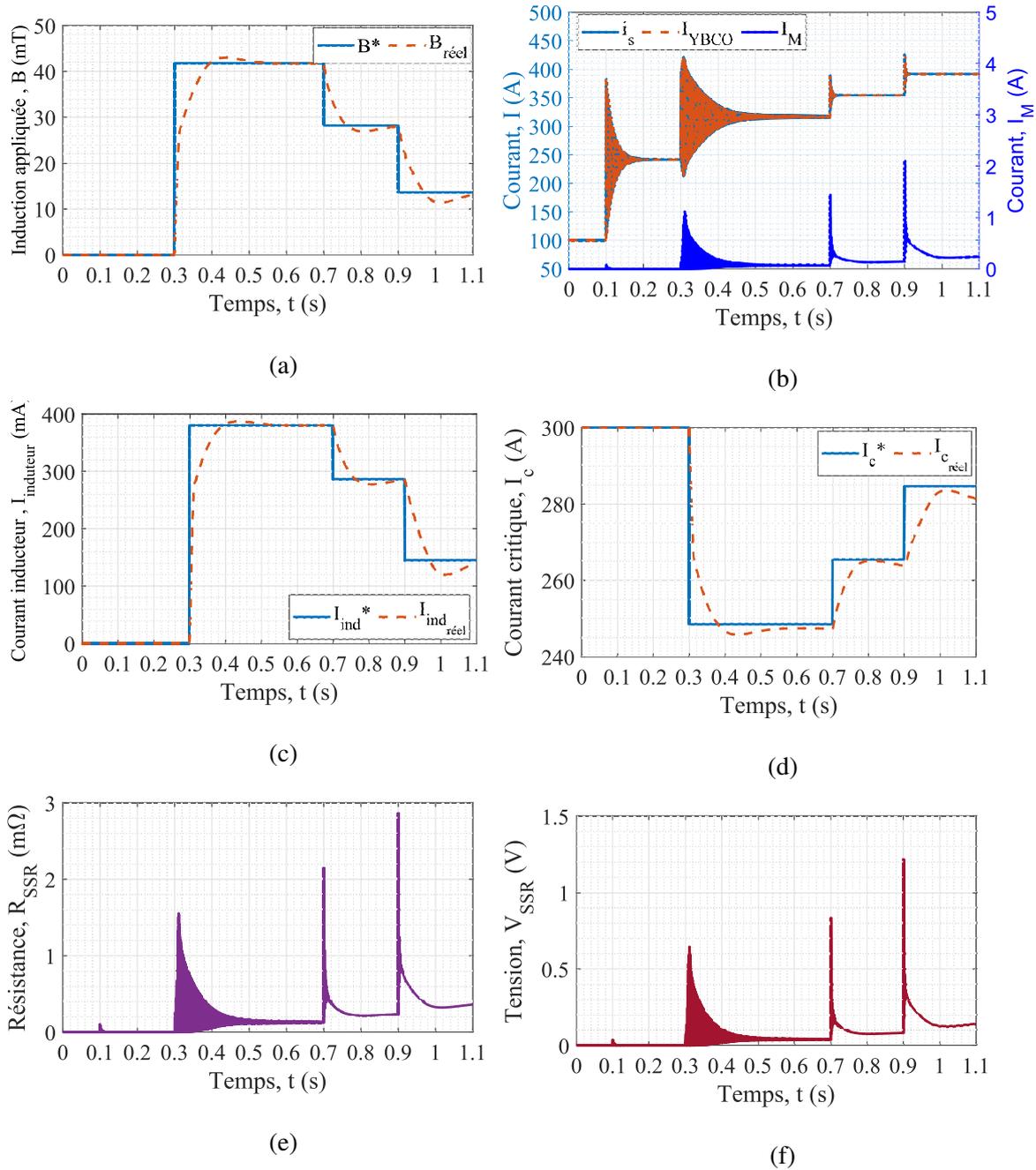


FIGURE 3.19 – Résultats de la simulation donnés par le circuit présenté sur la figure 3.9 en contrôlant le stabilisateur par un champ magnétique extérieur à travers un convertisseur DC/DC (Flyback) : I_M est le courant total circulant dans les couches métalliques (les deux couches d'argent, supérieure et inférieure)

deviennent constantes. Ainsi, le modèle électrothermique sera réduit à un modèle électrique sans sacrifier la précision, ce qui réduit considérablement le temps de calcul.

L'utilisation d'un inducteur magnétique dans la méthode proposée peut constituer un obstacle en termes de poids, notamment pour les applications aéronautiques. Néanmoins, l'utilisa-

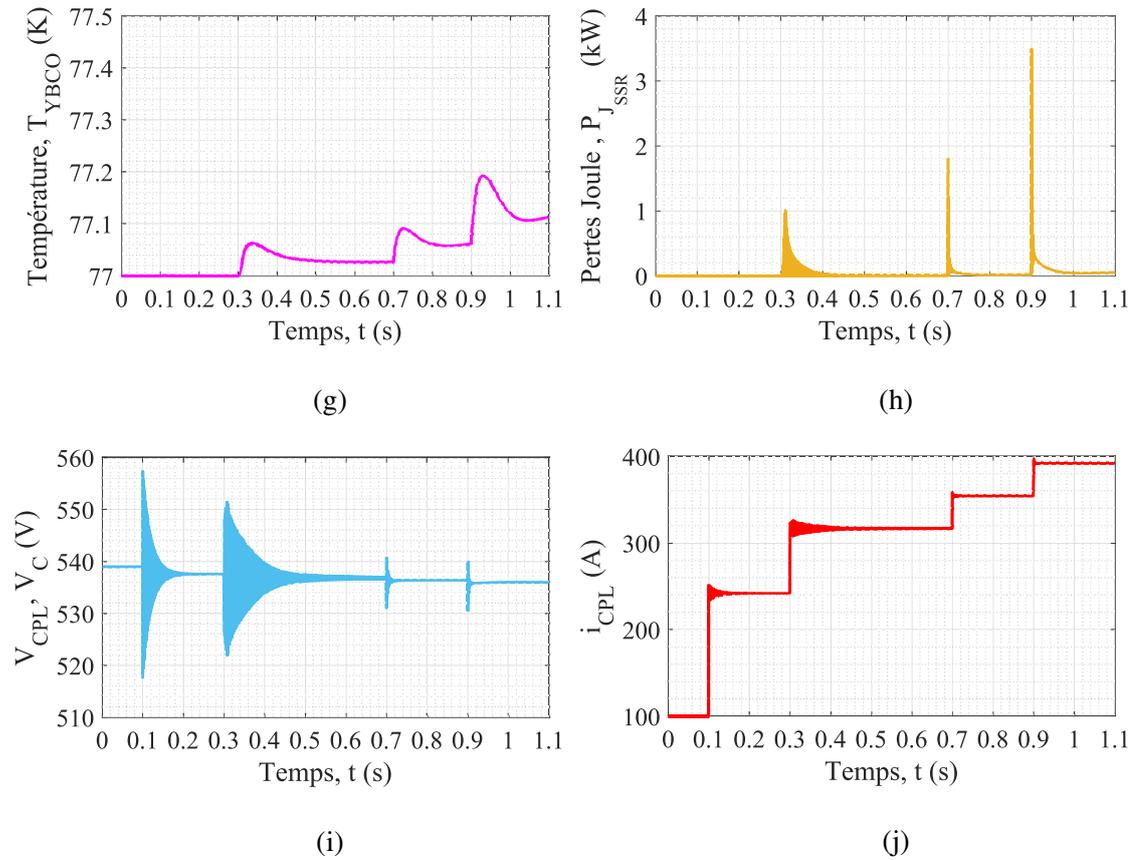


FIGURE 3.20 – Résultats de la simulation donnés par le circuit présenté sur la figure 3.9 en contrôlant le stabilisateur par un champ magnétique extérieur à travers un convertisseur DC/DC (Flyback).

tion d'un inducteur en supraconducteur pourrait être une solution prometteuse pour obtenir un système plus compact et plus léger.

La méthode de stabilisation proposée pourrait être mis en oeuvre dans un avion fonctionnant à l'hydrogène. En effet, l'hydrogène liquide (LH2) pourrait alors être utilisé comme réfrigérant indirect pour le stabilisateur refroidi à l'azote. Pour une meilleure intégration, les travaux futurs pourraient se concentrer sur un dispositif entièrement refroidi par LH2. D'autres considérations peuvent inclure la conception du système cryogénique associé afin d'évaluer le poids du système à comparer à d'autres solutions technologiques.

La difficulté de cette méthode réside dans la possibilité pratique de contrôler dynamiquement la résistance du ruban supraconducteur par un champ magnétique externe et d'avoir une résistance par unité de longueur suffisante pour stabiliser un réseau DC. Pour valider cela expérimentalement, nous concevrons dans le chapitre 4 un inducteur magnétique permettant de générer un champ magnétique variable. Il sera utilisé pour valider expérimentalement le principe de la méthode.

Chapitre 4

Conception et caractérisation d'un inducteur magnétique

4.1 Description et objectif

Dans le chapitre précédent, nous avons étudié une nouvelle méthode hybride pour stabiliser les réseaux DC. Nous avons montré qu'en contrôlant le courant critique du ruban supraconducteur par un champ magnétique externe, la marge de stabilité du réseau peut être augmentée de manière significative tout en maintenant la température du ruban proche de celle de l'azote liquide.

La difficulté de cette nouvelle méthode de stabilisation réside dans la possibilité pratique de faire varier dynamiquement la résistance au niveau du ruban supraconducteur par un champ magnétique externe. Avant la mise en place d'un banc d'essai expérimental du système complet (réseau + SSR + DC/DC + contrôle) pour valider la méthode, il est nécessaire dans un premier temps de valider uniquement le principe de la méthode, à savoir, faire varier dynamiquement la résistance du ruban supraconducteur par un champ magnétique. L'un des enjeux est la possibilité de mesurer et varier la valeur de la résistance du ruban supraconducteur lorsque un champ magnétique est appliqué. C'est d'autant plus difficile que le ruban est particulièrement sujet à l'emballage thermique comme nous le verrons dans le chapitre 5 qui est dédié aux mesures expérimentales. Cette première étape de validation expérimentale nous permettra de nous projeter et de tirer des conclusions sur la faisabilité de cette nouvelle méthode de stabilisation. Mais avant cela, nous devons concevoir un inducteur magnétique.

L'objectif de ce chapitre est donc de dimensionner, concevoir et caractériser un inducteur magnétique qui sera utilisé pour appliquer un champ magnétique variable à un ruban supraconducteur. L'ensemble du dispositif permettant d'effectuer des mesures expérimentales.

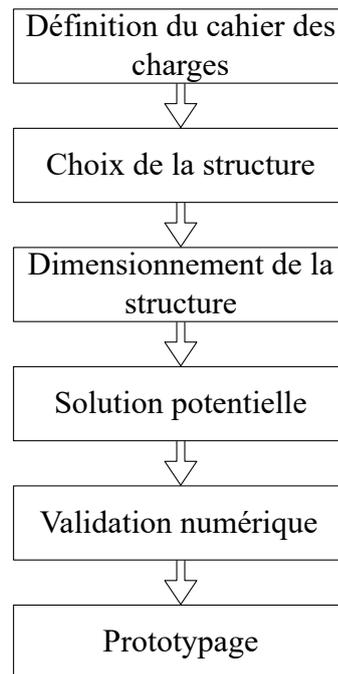


FIGURE 4.1 – Organigramme général du processus de conception.

4.2 Le rôle de l'inducteur

Le rôle de l'inducteur magnétique développé dans le cadre de nos travaux est de fournir un champ magnétique pour contrôler dynamiquement le courant critique du ruban supraconducteur, c'est-à-dire contrôler dynamiquement la résistance du ruban supraconducteur afin de stabiliser les réseaux DC comme mentionné et détaillé dans le chapitre précédent.

L'inducteur à aimants, qui présente plusieurs avantages, ne nous convient pas pour atteindre cet objectif car il fournit un champ magnétique constant et sa variation est difficile à mettre en oeuvre. C'est pourquoi, dans cette thèse, nous avons opté pour un inducteur bobiné permettant de contrôler le champ magnétique par la variation du courant dans la bobine.

4.3 Méthodologie de conception de l'inducteur

4.3.1 Principales étapes du processus de conception

En général, un processus de conception se base sur trois préoccupations essentielles qui constituent respectivement la formulation du cahier des charges (voir Figure 4.1) :

1. La formulation du cahier des charges traduisant le besoin auquel le dispositif doit répondre.
2. La détermination d'une structure qui répond à ce besoin.
3. La détermination des éléments quantitatifs, caractéristiques du dispositif souhaité.

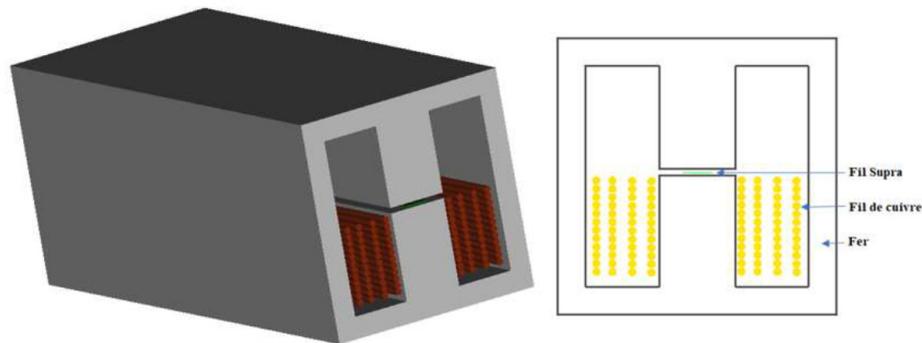


FIGURE 4.2 – Structure de l'inducteur pour contrôler la résistance du ruban supraconducteur : un noyau de fer à 3 colonnes pour créer un champ perpendiculaire au ruban.

Dans la suite, nous allons développer chaque étape en détail pour la conception de l'inducteur magnétique.

4.3.2 Définition du cahier des charges

Les principales contraintes imposées par le cahier des charges de l'inducteur magnétique sont décrites ci-dessous.

- L'inducteur doit fonctionner dans l'azote liquide à la température de 77 K.
- L'inducteur doit fournir une densité de flux maximale supérieure à 0,2 T pour avoir un impact sur le courant critique du ruban supraconducteur et pouvoir faire varier sa résistance. Cette valeur est tirée des caractéristiques du courant critique en fonction du champ magnétique appliqué fournies par le fabricant de notre ruban SuperPower® [61].
- Pertes par effet Joule minimales pour éviter l'échauffement de l'inducteur.
- La bobine de cuivre de l'inducteur sera alimentée par une alimentation programmable KEITHLEY 2200-30-5 qui fournit un courant maximal de 5 A sous 30 V.

4.3.3 Choix de la structure

En fonction des contraintes techniques dictées par le cahier des charges, l'inducteur peut prendre différentes structures, qui peuvent être classées selon la direction d'application du champ magnétique, soit parallèle ou perpendiculaire au ruban supraconducteur. Cependant, il convient de noter que le courant critique des rubans supraconducteurs est plus sensible à un champ magnétique appliqué perpendiculairement que parallèlement [61]. Pour cela, nous allons nous concentrer sur les structures permettant de créer un champ magnétique perpendiculaire.

La structure composée d'un noyau de fer à 3 colonnes et d'une bobine de cuivre est une solution pour créer un tel champ. Elle présente plusieurs avantages :

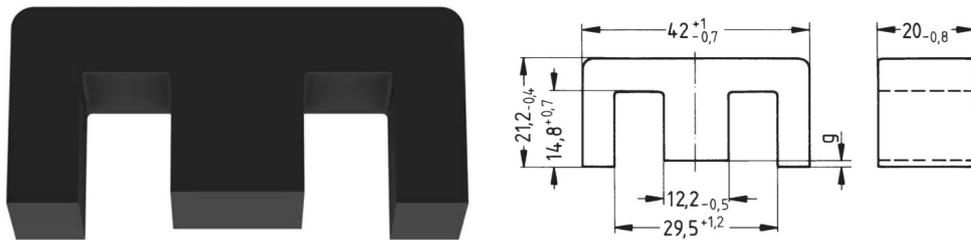


FIGURE 4.3 – Dimensions des Ferrites fournies par la société TDK utilisées pour la réalisation de l'inducteur magnétique.

- L'induction magnétique peut atteindre des valeurs suffisantes pour notre application avec de faibles ampères-tours en utilisant des ferrites à haute valeur de saturation.
- Le prototypage de cette structure est assez simple.
- Les pertes par effet Joule sont plus faibles car il faut moins d'Ampère-tours.

Pour tous ces avantages, on a opté pour cette structure de l'inducteur à noyau de fer à 3 colonnes pour créer un champ magnétique perpendiculaire au ruban supraconducteur.

4.3.4 Dimensionnement de la structure

Afin de créer un champ perpendiculaire au ruban supraconducteur, nous avons proposé de le placer dans l'entrefer comme le montre la figure 4.2. Les noyaux que nous utiliserons dans notre cas sont produits par la société japonaise TDK (figure 4.3). Il s'agit du matériau N87 de référence B66329G1500X87 et B66329G0000X87 [89].

Ce choix est motivé par la valeur de saturation élevée de ces ferrites ($\approx 0,5$ T) [89], leur petite taille et leur prix abordable. Nous avons choisi celles avec un entrefer de 1,5 mm qui est suffisant pour mettre le ruban avec ses prises de potentiel à l'intérieur et favoriser le passage de l'azote pour le refroidissement. Ces ferrites avec entrefer seront associées par la suite aux ferrites sans entrefer pour fermer le circuit magnétique et constituer le noyau de fer.

Compte tenu des contraintes imposées par le cahier des charges et de la complexité du processus de dimensionnement de l'inducteur, on comprend bien la nécessité de disposer d'un outil informatique d'aide au dimensionnement. Cet outil doit intégrer toutes les contraintes techniques afin de répondre rapidement à une solution fiable au regard du cahier des charges prédéfini. Pour cela, nous avons opté pour le logiciel libre OctaveFEMM qui est une bibliothèque Matlab permettant d'exploiter le logiciel d'éléments finis (FEMM) via un ensemble de fonctions Matlab/GNU Octave (figure 4.4). Ce choix est notamment justifié par la gratuité du logiciel, la précision du modèle éléments finis et surtout la possibilité de résoudre le modèle non linéaire de l'inducteur en intégrant la courbe $B - H$ des ferrites.

Dans la librairie de matériaux du logiciel FEMM, le matériau ferrite N87 n'est malheureusement pas disponible, ce qui nous a conduit à intégrer la courbe $B - H$ de ce matériau fournie par le fabricant [89] par le biais des données du flux B et du champ H .

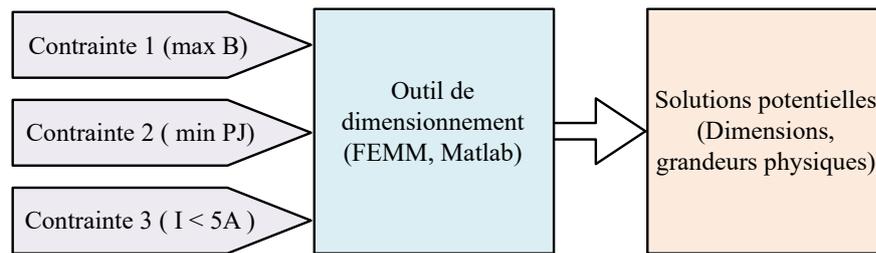
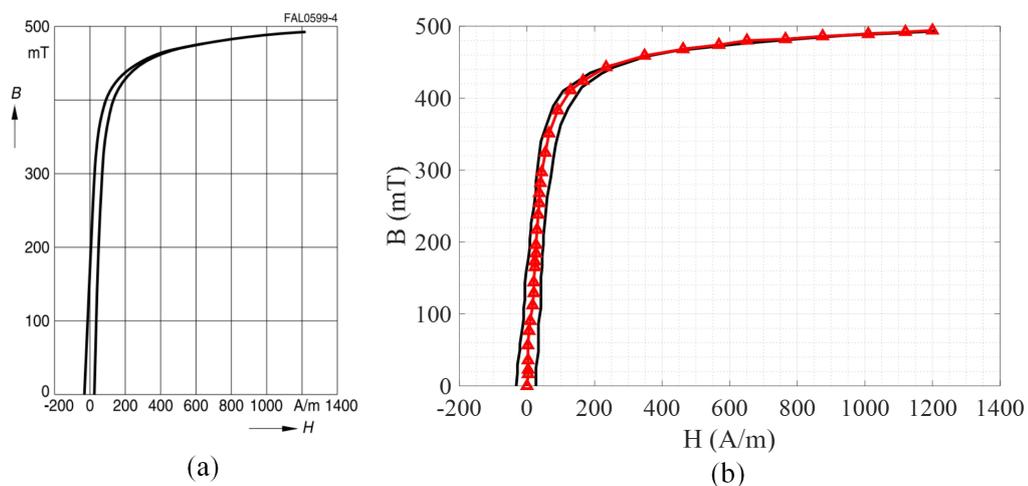


FIGURE 4.4 – Schéma du processus de dimensionnement de l'inducteur.

FIGURE 4.5 – Caractéristique $B - H$ du matériau N87 à température ambiante : (a) Fourni par le fabricant, (b) Courbe moyenne intégrée dans FEMM.

Le fabricant fournit une courbe d'hystérésis, ce qui fait que nous avons pris la moyenne entre la courbe ascendante et la courbe descendante (première courbe de magnétisation) comme le montre la figure 4.5.

Avant de commencer le dimensionnement de l'inducteur, nous avons choisi une longueur de ruban techniquement raisonnable de 0,5 m. En effet, il est préférable de maximiser la longueur du ruban supraconducteur pour augmenter la résistance et ainsi augmenter la tension mesurée car c'est plus facile de mesurer une tension élevée. Néanmoins, pour des raisons techniques, nous avons choisi cette longueur de 0,5 m, car la longueur de l'inducteur doit être égale ou supérieure à la longueur du ruban pour le recouvrir intégralement. Au-delà de cette longueur, le prototypage de l'inducteur devient compliqué. Mesurer de petites tensions, un défi que nous avons relevé tel que nous le montrons dans le chapitre 5.

En tenant compte de la profondeur de la ferrite (20 mm), il est possible de calculer le nombre de ferrites nécessaires à la construction de l'inducteur (equation 4.1) en les associant les unes à côté des autres pour former les deux moitiés de l'inducteur, une moitié avec un entrefer (25 ferrites) et l'autre sans entrefer (25 ferrites), lesquelles seront mises bout à bout.

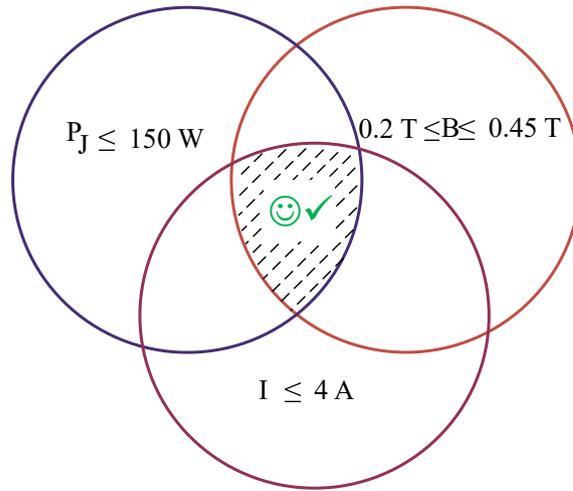


FIGURE 4.6 – Schéma montrant les conditions favorables à la décision des paramètres de l'inducteur.

$$Nb_{Ferrites} = 2 \times \frac{0.5}{20 \times 10^{-3}} = 50 \quad (4.1)$$

Pour dimensionner l'inducteur et trouver ses paramètres optimaux, nous avons optimisé sa géométrie. Le programme génère un fichier de paramètres de la géométrie qui respecte les contraintes du cahier des charges, en ajoutant une cinquième contrainte qui est que l'induction magnétique n'atteigne pas la saturation dans les ferrites. Ces contraintes sont transformées en contraintes d'inégalité :

1. Densité de flux maximale supérieure à 0,2 T à l'intérieur de l'entrefer $\Rightarrow B_{Entrefer} \geq 0,2 \text{ T}$.
2. Pertes par effet Joule minimales. Ce qui peut être traduit en pertes ne dépassant pas une valeur limite de 150 W ($P_J \leq 150 \text{ W}$).
3. Courant électrique dans la bobine de cuivre de l'inducteur est limitée à 5 A $\Rightarrow I \leq 5 \text{ A}$.
4. L'induction magnétique n'atteint pas la saturation dans les ferrites, ce qui se traduit par une valeur limite dans l'entrefer qui ne dépasse pas $\approx 0.45 \text{ T}$. Cette valeur est choisie à partir de la courbe $B - H$ des ferrites en considérant qu'il n'y a pas de flux de fuite au niveau de l'entrefer $B_{Entrefer} \leq 0.45 \text{ T}$.

Ces contraintes peuvent être traduites en un graphe qui permet de prendre une décision sur la géométrie donnée par l'algorithme et les paramètres choisis pour l'inducteur (figure 4.6).

Les paramètres utilisés sont les suivants :

- Le courant électrique dans la bobine I .
- Le nombre de spires de bobinage N_s ne doit pas dépasser une valeur limite qui dépend du coefficient de remplissage K_b et de la surface maximale bobinable. Nous pouvons bobiner uniquement sur une moitié de l'inducteur pour pouvoir fermer l'inducteur par la suite et

aussi améliorer le refroidissement de la bobine. Autrement dit, nous pouvons bobiner soit sur la moitié avec entrefer, soit sur la moitié sans entrefer (figure 4.13).

$$N_{s_{max}} = \frac{S_{max} \times K_b}{S_{Cuivre}} \quad (4.2)$$

$$S_{max} = (29.5e - 3 - 12.2e - 3)/2 \times 14.8e - 3 = 128 \text{ mm}^2 \quad (4.3)$$

Où $N_{s_{max}}$ représente le nombre maximal de spires de la bobine de cuivre, S_{max} la surface maximale bobinable et S_{Cuivre} la section du fil de cuivre.

À partir de la caractéristique $\rho_{cuivre} - T$ donnée dans l'annexe C, la résistivité du cuivre à 77 K ($\rho_{cu77} = 2,1 \mu\Omega \cdot \text{mm}$, $J_{cu77} = 42,2 \text{ A/mm}$) peut être déterminée pour calculer la section minimale du fil de cuivre :

$$S_{Cuivre_{min}} \geq \frac{I_{max}}{J_{cu77}} = \frac{5}{42.2} = 0.12 \text{ mm}^2 \quad (4.4)$$

Par précaution, on choisit un fil de section $S_{Cuivre} = 0.2 \text{ mm}^2$

En tenant compte de cette valeur de section du fil de cuivre et en admettant un coefficient de remplissage de 50%, on peut calculer le nombre maximal de spires de la bobine de cuivre $N_{s_{max}}$:

$$N_{s_{max}} = \frac{S_{max} \times K_b}{S_{Cuivre_{min}}} = \frac{128 \times 0.5}{0.2} = 320 \text{ Spires} \quad (4.5)$$

Les grandeurs calculées au cours de programme de dimensionnement sont les suivantes :

- Densité de flux au centre de l'entrefer B_0 .
- Longueur du fil de cuivre.
- Pertes joules P_J .
- Résistance du fil de cuivre.
- Tension maximale V au niveau de la bobine de cuivre.
- Poids.
- Inductance de la bobine de cuivre.
- Constante de temps τ .

L'algorithme de dimensionnement que nous avons développé pour rechercher les grandeurs et dimensions optimales consiste d'abord à sélectionner une combinaison parmi les paramètres d'optimisation, à savoir le courant et le nombre de spires, en utilisant deux boucles 'for' imbriquées et à dessiner dans Matlab la forme de l'inducteur avec la distribution des matériaux dans chaque région. Ensuite, on utilise FEMM pour simuler la configuration et calculer ses quantités physiques et ses dimensions. Enfin, on applique les contraintes du cahier des charges pour déterminer si la configuration avec cette combinaison de paramètres fait partie des configurations potentielles. Si ce n'est pas le cas, le même processus est répété avec la combinaison suivante de courant et de nombre de spires (voir figure 4.7).

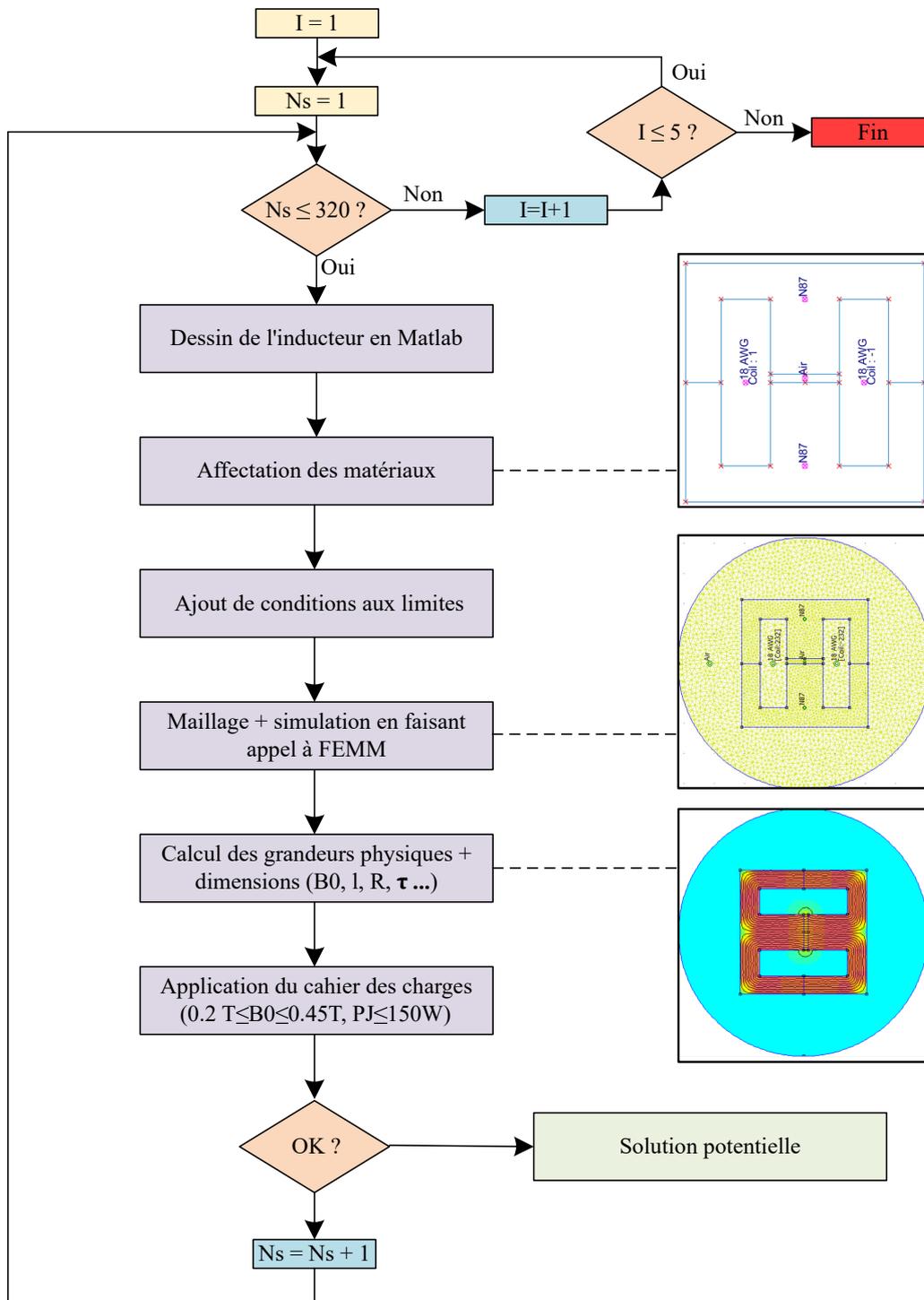


FIGURE 4.7 – Diagramme de l’algorithme de dimensionnement utilisé pour déterminer les grandeurs physiques et les dimensions de l’inducteur.

4.3.5 Solutions potentielles

En choisissant un pas de 1 A pour le courant maximal dans l'inducteur qui varie entre 1 A et 4 A, et un pas de 11 spires pour le nombre de spires qui varie entre 1 et N_{smax} pour les deux boucles 'for' imbriquées, et en triant les solutions qui respectent le cahier des charges, on obtient 71 solutions. Toutes ces solutions peuvent être utilisées comme configuration finale de l'inducteur. La figure 4.8 montre l'évolution des grandeurs de ces solutions en fonction de l'induction magnétique à l'entrefer. On constate que pour une induction donnée dans l'entrefer, plus la valeur du courant maximal est faible, plus le nombre de spires, la longueur du fil, sa résistance, son inductance, sa constante de temps et le poids de l'inducteur sont élevés. En revanche, les pertes par effet Joule sont d'autant plus faibles que le courant maximal est faible. La tension reste quasiment la même quel que soit le courant pour une induction magnétique donnée.

Parmi ces solutions, nous avons choisi celle indiquée par une croix rouge sur la figure 4.8 et qui possède les paramètres présentés dans le tableau 4.1. Nous avons choisi cette solution car elle nous permet d'obtenir une induction magnétique maximale dans l'entrefer avec un nombre raisonnable de spires à bobiner.

TABLE 4.1 – Paramètres de la configuration finale de l'inducteur choisi parmi les solutions données après l'optimisation.

Paramètre	Valeur	Description
g	1.5 mm	Entrefer de l'inducteur
I_{max}	4 A	Courant maximal à ne pas dépasser pour ne pas saturer l'inducteur
V_{max}	10.2 V	Tension maximale à 77 K
S_{Cuivre}	0.2 mm ²	Section de fil de cuivre
D_{Cuivre}	500 mm ²	Diamètre de fil de cuivre
N_s	232 Spires	Nombre de spires de bobinage
P_J	40.7 W	Pertes Joule maximales à 77 K
$Longueur_{Cuivre}$	242 m	Longueur moyenne du fil de cuivre
$Poids$	6.24 Kg	Poids de l'inducteur
L	0.1848 H	Inductance de la bobine de cuivre
R	2.54 Ω	Résistance de la bobine de cuivre à 77 K
τ	72.6 ms	Temps de réponse de l'inducteur à 77 K

4.3.6 Simulation numérique

Avant d'entamer la dernière étape et de fabriquer l'inducteur, des simulations ont été faites sur la configuration finale de l'inducteur. L'évolution des pertes Joule et de l'induction magnétique dans l'entrefer en fonction du courant dans sa bobine de cuivre sont présentées à la figure 4.9. Le maillage utilisé, les lignes de champ, la carte de champ pour un courant égal à 1 A et 4 A sont présentés sur la figure 4.10. On constate que le circuit magnétique n'est pas saturé pour

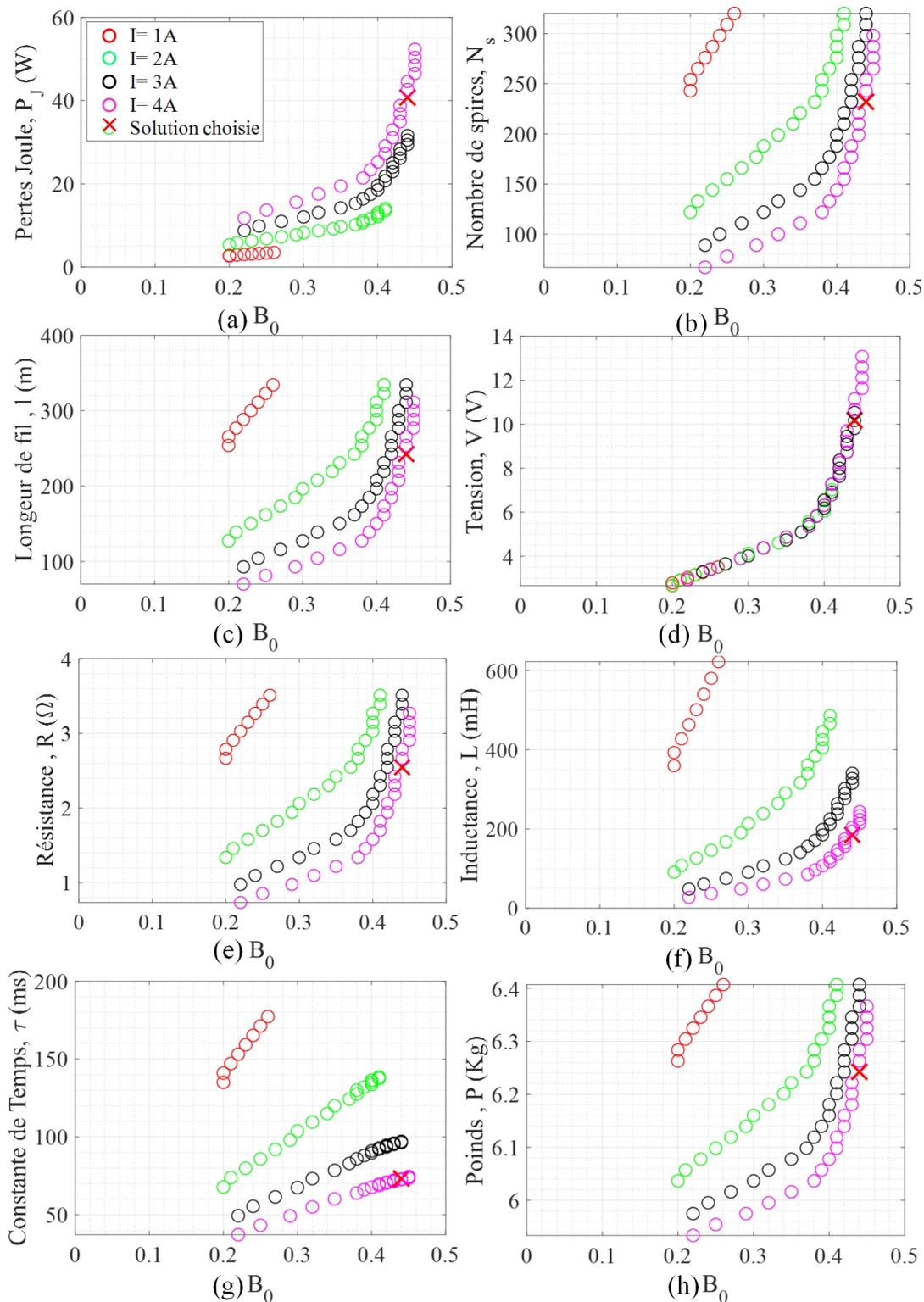


FIGURE 4.8 – Évolution des grandeurs des solutions potentielles de l'inducteur obtenues après l'optimisation en fonction de l'induction magnétique dans l'entrefer. Les grandeurs de la solution choisie sont marquées par une croix rouge.

un courant de 1 A. Par contre, pour un courant de 4 A, il l'est et dépasse les 0,45 T fixés dans le cahier des charges car l'hypothèse faite en considérant qu'il n'y a pas de fuite au niveau de l'entrefer est forte. Toutes ces simulations sont effectuées sans tenir compte du courant dans le ruban supraconducteur.

4.3.7 Prototypage

Après avoir dimensionné l'inducteur et trouvé ses paramètres optimaux, nous avons entamé la phase de conception. Pour cela, nous avons commencé par assembler les ferrites nécessaires pour construire les deux moitiés de l'inducteur : une moitié sans entrefer et une moitié avec entrefer. Cet assemblage est réalisé avec du Kapton sur les trois faces latérales (voir figure 4.11).

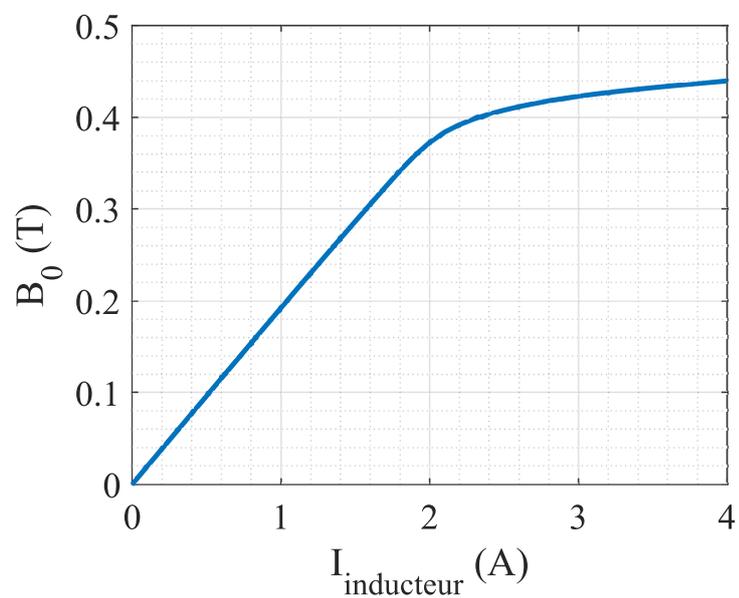
Une fois les deux moitiés assemblées, on a entamé la phase de bobinage qui est techniquement difficile à réaliser directement sur les ferrites en raison de la complexité à maintenir les spires à l'intérieur des ferrites au cours et à la fin de bobinage. Ceci nous a conduit à utiliser un support de bobinage représenté sur la figure 4.12. Les 232 spires de la bobine de l'inducteur sont enroulées sur ce support et fixées avec du Kapton avant de les placer dans les ferrites et fermer le circuit magnétique (figure 4.13). Nous avons utilisé un fil de cuivre [90] avec les caractéristiques techniques présentées à la figure 4.14.

Enfin, on termine par les amenées de courant, qui assurent la connexion entre le réseau et les extrémités du ruban supraconducteur. Les amenées de courant dont on dispose au laboratoire sont en laiton et ont la forme de la figure 4.15. Elles ont été conçues pour que le ruban supraconducteur soit pris entre deux plaques.

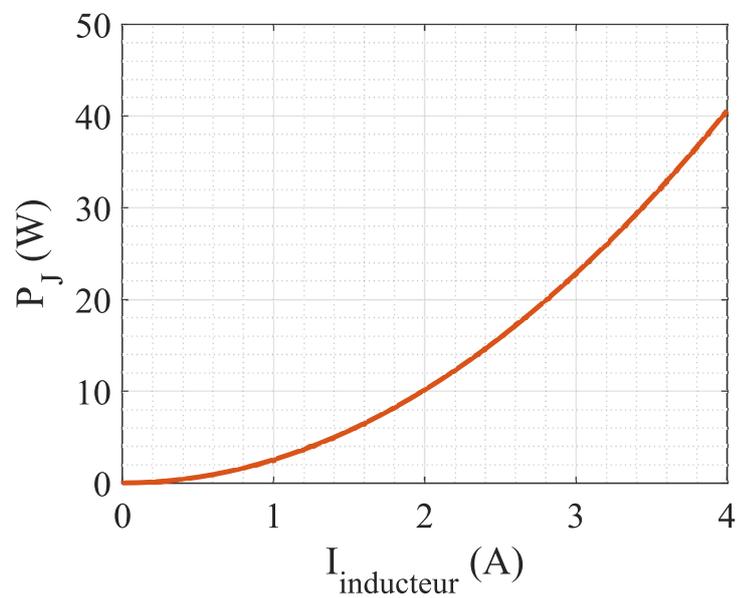
Les amenées de courant seront placées de part et d'autre de l'inducteur afin de positionner le ruban supraconducteur entre ses deux plaques, et l'alimentation électrique sur sa tige filetée. Cependant, il est nécessaire d'avoir un support où poser l'inducteur et les amenées de courant afin de bien positionner les extrémités du ruban supraconducteur qui sortent de l'entrefer avec les deux plaques des amenées de courant. Ainsi, on évite de tordre mécaniquement ces deux extrémités du ruban supraconducteur situées entre les amenées de courant et les ferrites. Pour cela, nous avons décidé de réaliser ce support par une impression 3D.

Afin de pouvoir réaliser ce support par l'imprimante 3D dont on dispose dans notre laboratoire qui a un plateau d'impression de 20x20x20 cm, on est obligé de le diviser en pièces. Par conséquent, on a divisé l'inducteur en 4 pièces de deux paires, à savoir une paire qui sera au milieu de l'inducteur et une paire qui sera placée aux extrémités. Ces pièces sont reliées entre elles en imprimant sur une pièce une tige rectangulaire et un trou rectangulaire sur l'autre pièce.

L'empreinte des amenées de courant a été dessinée sur le logiciel libre FreeCAD. La figure 4.16 montre différentes vues des deux pièces de la moitié du support. Toutes les pièces comportent des encoches pour améliorer la circulation de l'azote et ainsi le refroidissement du supraconducteur, du circuit magnétique et de la bobine de cuivre. La partie latérale des pièces comporte également des trous afin de pouvoir fixer d'autres pièces 3D utilisées comme couvertures pour serrer les deux moitiés du circuit magnétique à l'aide des tiges filetées et des écrous (figure 4.17).



(a)



(a)

FIGURE 4.9 – Évolution des pertes Joule et de l'induction magnétique dans l'entrefer de l'inducteur en fonction du courant dans sa bobine de cuivre.

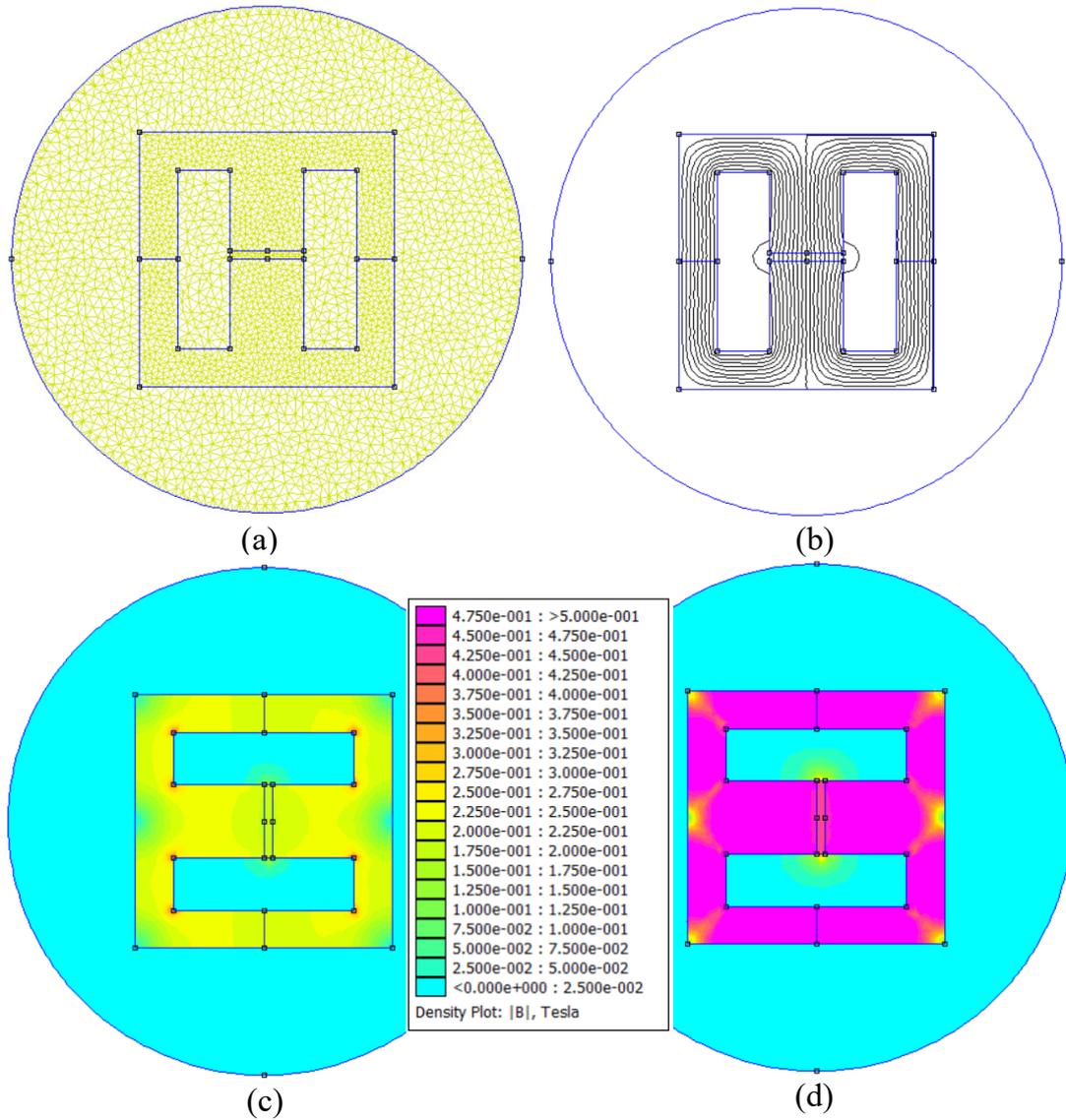


FIGURE 4.10 – Résultats de simulation de la configuration d'inducteur choisie : (a) maillage utilisé, (b) lignes de champ, (c) carte de champ pour un courant égal à 1 A, (d) carte de champ pour un courant égal à 4 A.

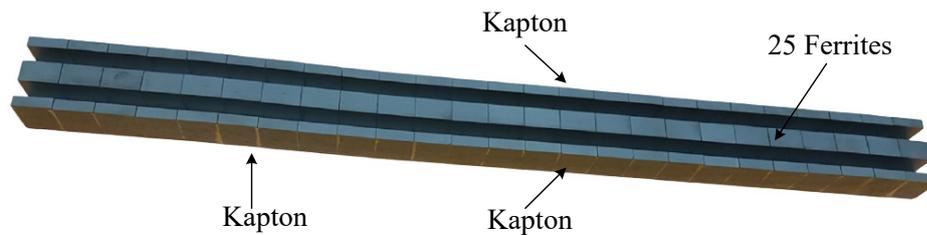


FIGURE 4.11 – Une moitié de l'inducteur après avoir assemblé les 25 ferrites à l'aide du Kapton sur les trois faces latérales.

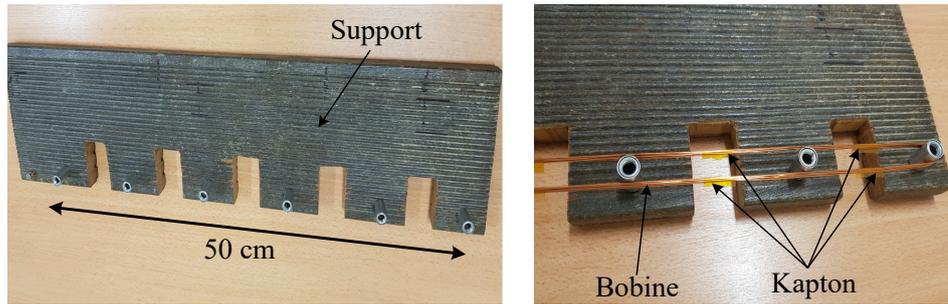


FIGURE 4.12 – Support utilisé pour enrouler les spires de la bobine de l'inducteur.

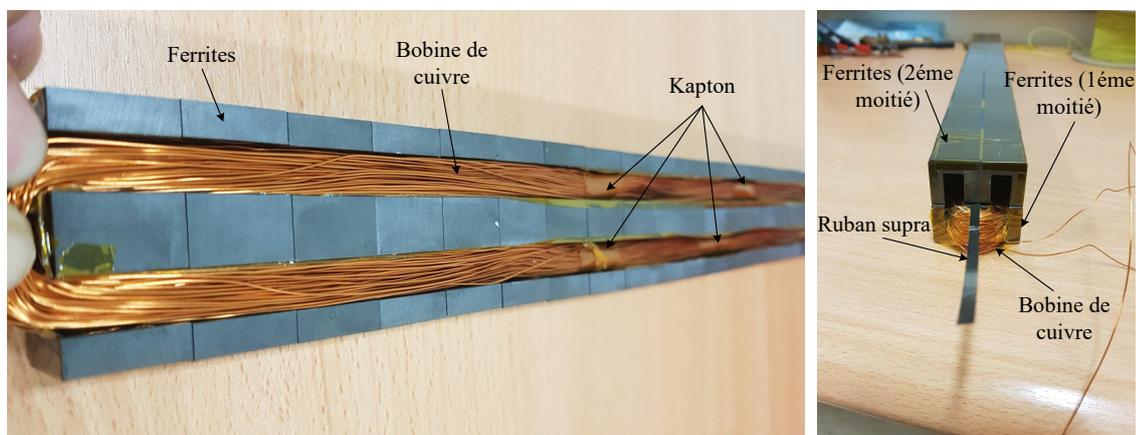


FIGURE 4.13 – Photographies montrant la bobine de cuivre placée dans la première moitié de l'inducteur avant de placer le ruban supra et de fermer l'inducteur par sa deuxième moitié.



Attribut	Valeur
Section	0,2 mm ²
AWG	24 AWG
Constitution de l'âme	1 / 0,5 mm
Matériau de l'isolant	PUR
Diamètre extérieur	0.5mm
Longueur	286m
Finition	Emaillé
Type de fil	EN 60317/20
Température maximum d'utilisation	+155°C
Type de blindage	Non blindé
Température d'utilisation	Maximum +155 °C
Normes	BASEC
Type de câble	Mono conducteur

FIGURE 4.14 – Caractéristiques techniques du fil de cuivre utilisé pour la bobine de l'inducteur.

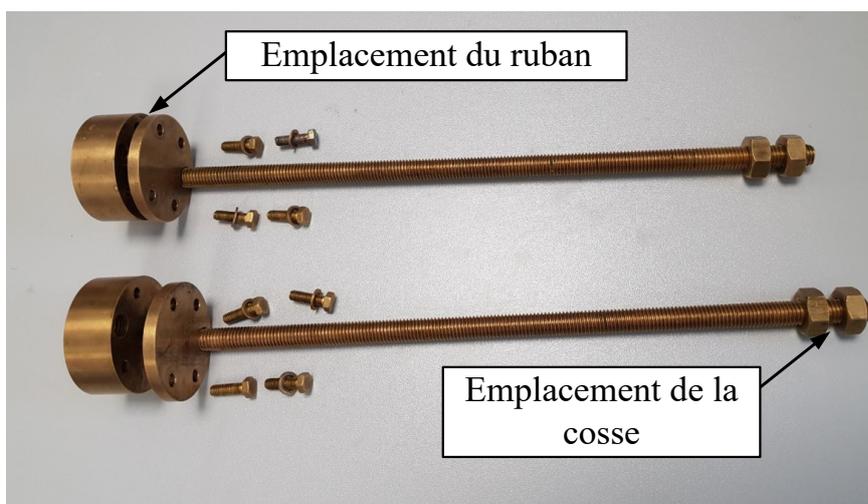


FIGURE 4.15 – Vues détaillées de la conception des amenées de courant.

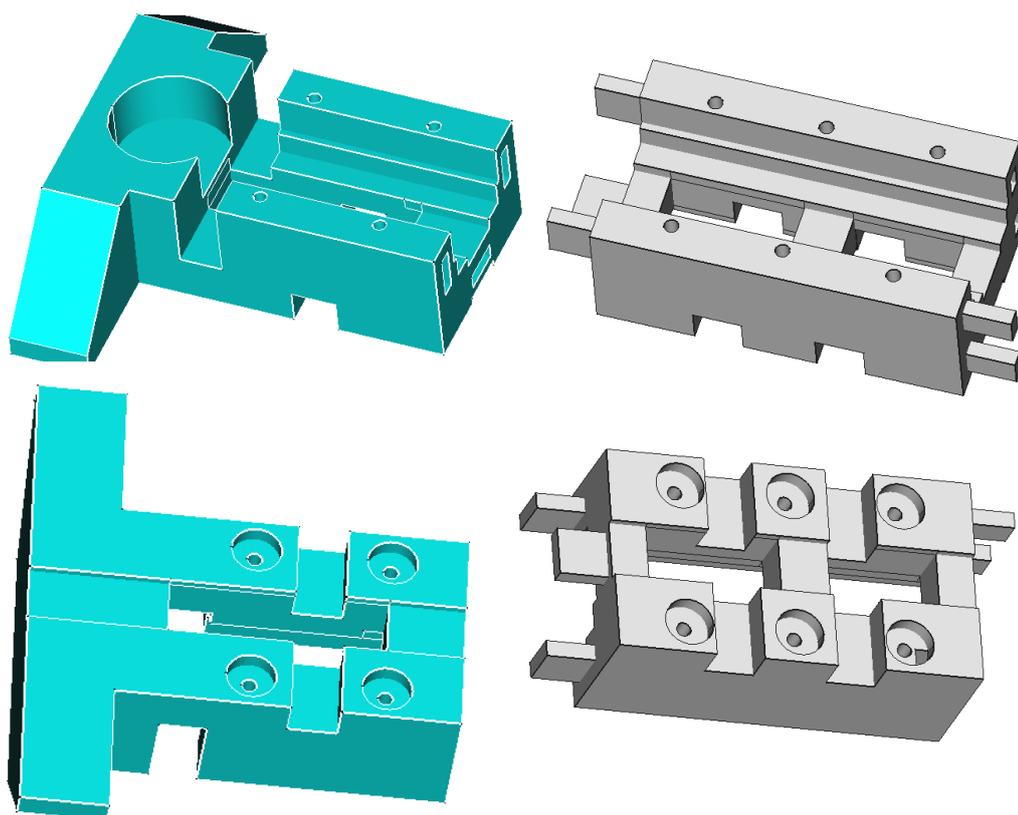


FIGURE 4.16 – Différentes vues des deux pièces de la moitié du support dessinées par le logiciel FreeCAD.

Les pièces ont été imprimées avec un fil ABS et également CPE+ avec un taux de remplissage de 40% en forme de nid d'abeille. Nous avons testé ces pièces dans l'azote afin de vérifier leur

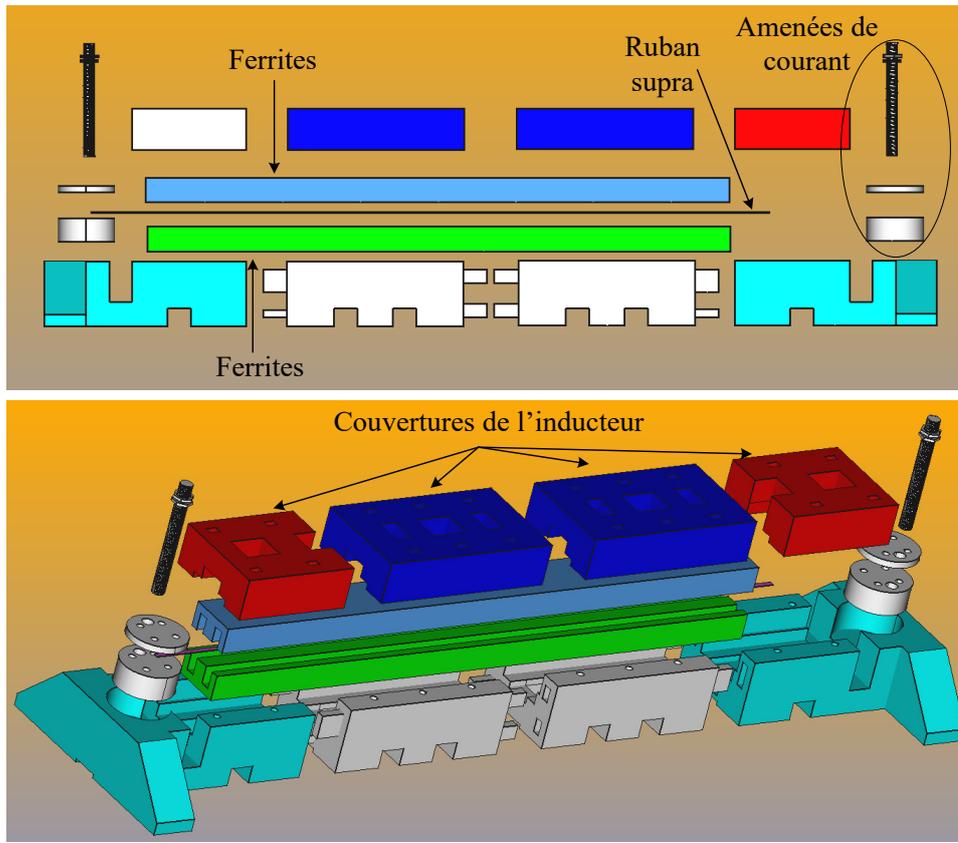


FIGURE 4.17 – Vue éclatée de l'inducteur et de son support dessinée sur le logiciel FreeCAD.

tenue mécanique. L'assemblage de l'inducteur avec son support est montré sur la figure 4.18.

4.4 Caractérisation et validation expérimentale de l'inducteur

Suite au dimensionnement et au prototypage de l'inducteur, il est nécessaire de valider expérimentalement sa conformité au cahier des charges et aussi de caractériser son comportement à température ambiante et à 77 K. Pour cela, nous avons décidé de faire des tests expérimentaux pour valider et/ou mesurer :

1. L'induction magnétique au niveau de l'entrefer de l'inducteur et la courbe $B - H$ des ferrites à 294 K intégrée dans le modèle.
2. La résistance de la bobine de cuivre de l'inducteur à 294 K et 77 K.
3. L'inductance de la bobine de cuivre de l'inducteur à 294 K et 77 K.
4. Le temps de réponse de l'inducteur à 294 K et 77 K.
5. La courbe $B - H$ des ferrites à 77 K.



FIGURE 4.18 – Vue détaillée de l'inducteur avec le support 3D.

4.4.1 L'induction magnétique au niveau de l'entrefer de l'inducteur et la courbe $B - H$ des ferrites à 294 K intégrée dans le modèle

Le premier test expérimental est de vérifier si l'induction magnétique au niveau de l'entrefer de l'inducteur est la même que celle calculée par le modèle et que la courbe $B - H$ de la ferrite à 294 K fournie par le fabricant et intégrée dans le modèle est conforme. Ce test nous permet de vérifier la conformité de l'inducteur fabriqué avec la première contrainte du cahier des charges ($0.2 \text{ T} \geq B_{\text{Entrefer}_{\text{max}}} \geq 0.45 \text{ T}$).

Comme il est difficile de trouver sur le marché de petites sondes à effet Hall cryogénique pouvant être placées dans l'entrefer de l'inducteur, nous avons dû effectuer ce premier test à température ambiante. Toutefois, il ne faut pas oublier que la bobine de cuivre de l'inducteur est dimensionnée pour fonctionner dans l'azote afin de supporter le courant maximal de 5 A. A température ambiante, cette bobine supporte un courant maximal de 1 A en prenant une densité de courant du cuivre de 5 A/mm^2 à température ambiante.

Étant donné que l'induction magnétique dans l'entrefer est indépendante de la longueur de l'inducteur, on a décidé de fabriquer un autre inducteur à échelle réduite avec un fil de bobine qui résiste à 5 A à température ambiante (figure 4.19), et de comparer son induction dans l'entrefer mesurée expérimentalement par un Gaussmètre LakeShore modèle 544 [91] avec celle calculée par le modèle en fonction des ampères-tours au lieu du courant électrique. La figure 4.19 montre le montage utilisé pour effectuer les mesures expérimentales. Grâce à l'alimentation DC programmable, les 150 tours sont alimentés par différentes valeurs de courant allant de 0 A à

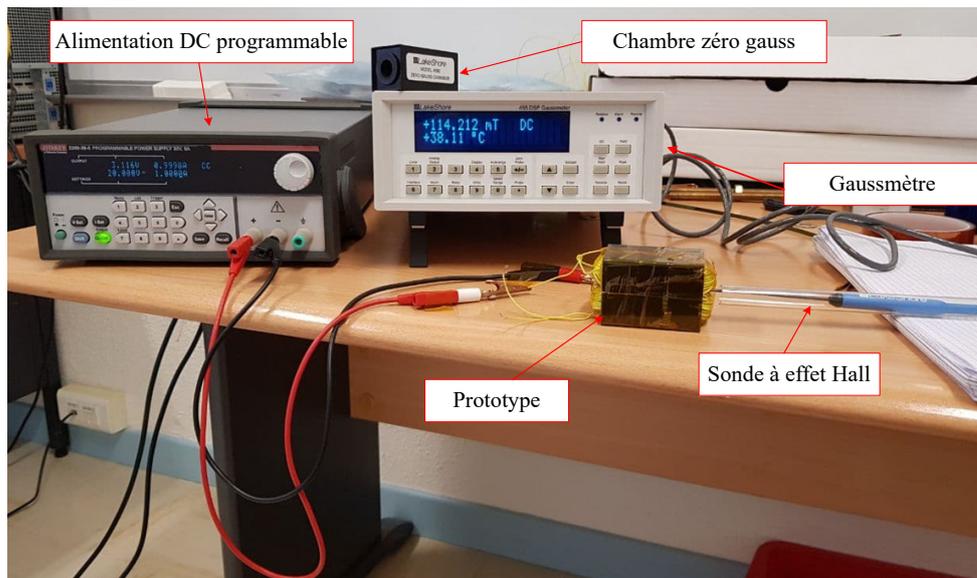


FIGURE 4.19 – Vue détaillée du montage réalisé pour mesurer l'induction magnétique par un gaussmètre dans l'entrefer de l'inducteur "réduit" en fonction des ampères-tours (150 spires).

5 A pour créer une induction magnétique au niveau de l'entrefer. Celle-ci est mesurée par un gaussmètre à l'aide d'une sonde à effet Hall.

Les résultats obtenus expérimentalement et par simulation sont présentés à la figure 4.20. Sur la figure on peut remarquer que les résultats expérimentaux sont proches de ceux donnés par les simulations avec une erreur relative maximale de 5.5%. Les simulations de l'induction magnétique des deux inducteurs sont identiques, celle donnée par l'inducteur réduit (150 tours) s'arrête à $150 \times 5 = 750$ At et celle de l'inducteur (232 tours) s'arrête à $232 \times 5 = 1160$ At. Ces résultats montrent que l'inducteur que nous avons conçu respecte bien la première contrainte du cahier des charges et que nous pouvons avoir une induction magnétique maximale entre 0.2 T et 0.45 T dans l'entrefer. En outre, ces résultats démontrent également que la courbe $B - H$ des ferrites à 294 K fournie par le fabricant et intégrée dans le modèle est bien conforme aux données techniques.

4.4.2 Mesure de la résistance de la bobine de cuivre de l'inducteur

Le deuxième test expérimental effectué sur l'inducteur consiste à mesurer la résistance de sa bobine de cuivre à température ambiante et à 77 K. Ce test nous permet de vérifier les résultats obtenus par la simulation et la validation des pertes par effet Joule calculées.

La résistance de la bobine de cuivre à température ambiante et 77 K a été mesurée expérimentalement par différentes méthodes, à savoir : la mesure à 4 fils par un multimètre FLUKE 8845A, par un RLC mètre HIOKI IM 3536 et une mesure du courant et de la tension en alimentant la bobine par un courant continu (figure 4.21). Le tableau 4.2 résume les résultats obtenus par ces différentes méthodes de mesure ainsi que le calcul théorique. Le calcul théorique est fait en considérant une résistivité du cuivre de $17 \times 10^{-9} \Omega \cdot m$ à 294 K et $2.1 \times 10^{-9} \Omega \cdot m$ à 77 K.

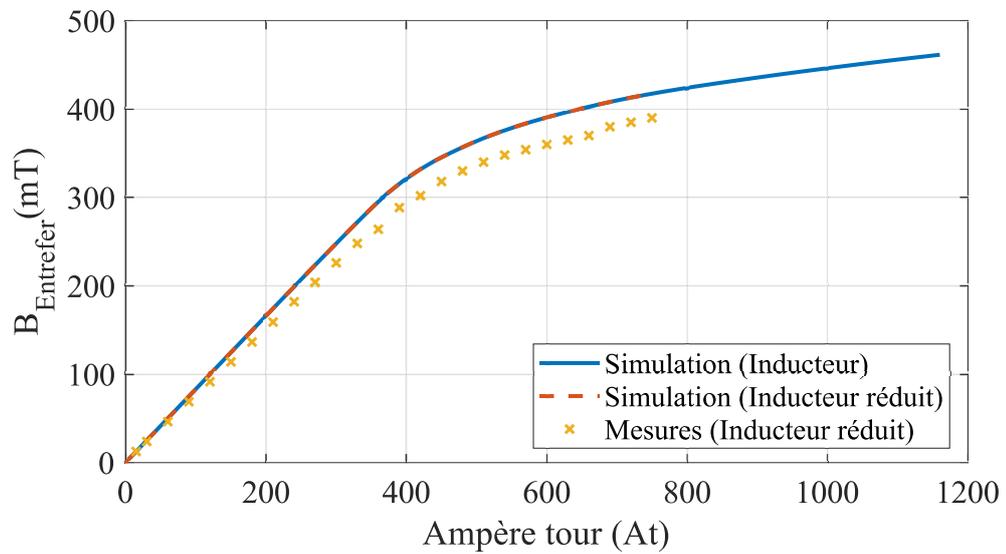


FIGURE 4.20 – Comparaison de l'induction magnétique à l'entrefer de l'inducteur "réduit" (figure 4.19) mesurée avec celles simulées en fonction des ampères-tours des deux inducteurs : "réduit" (150 tours) et de 0,5 m (232 tours).

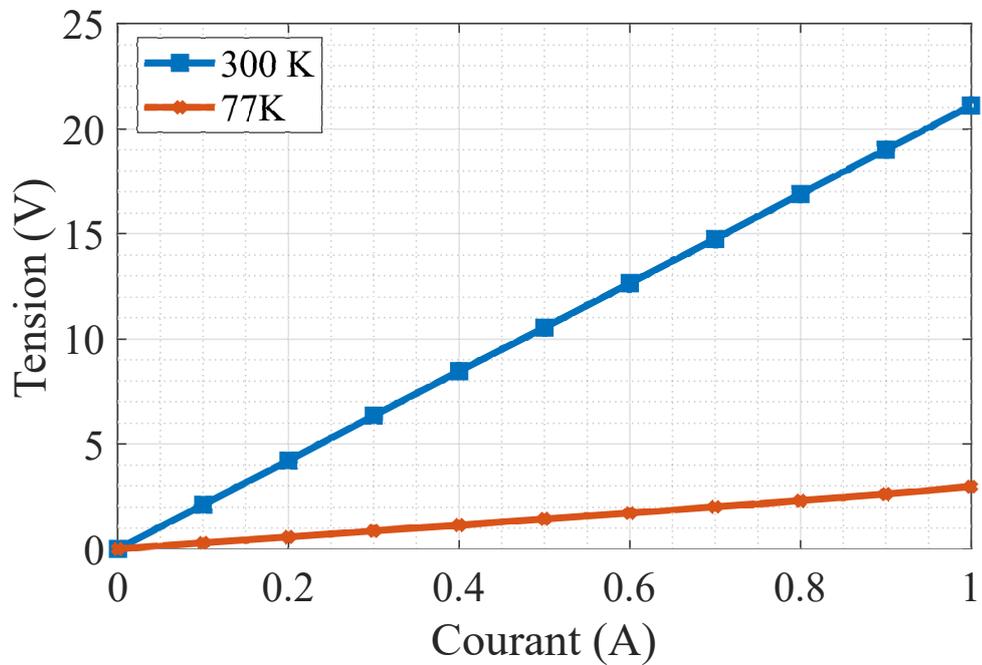


FIGURE 4.21 – Résultats expérimentaux de la mesure du courant-tension de la bobine de cuivre de l'inducteur à température ambiante et à 77 K pour déterminer sa résistance.

TABLE 4.2 – Mesure de la résistance de la bobine de cuivre de l'inducteur par différentes méthodes

Méthode	Valeur à température ambiante	Valeur à 77 K
RLC mètre	21.08 Ω	2.94 Ω
4 fils	21.08 Ω	2.95 Ω
Courant-tension	21.1 Ω	2.96 Ω
Calcul théorique	20.61 Ω	2.54 Ω

TABLE 4.3 – Mesure de l'inductance de la bobine de cuivre de l'inducteur

Méthode	Valeur à température ambiante	Valeur à 77 K
RLC mètre	302 mH	302 mH
Calcul théorique	327 mH	327 mH

Les valeurs de résistance mesurées par les différentes méthodes sont très proches. Néanmoins, elles sont plus élevées que la valeur calculée théoriquement, ce qui s'explique par la façon dont nous avons calculé la longueur du fil utilisé : *longueur moyenne de circuit magnétique* \times *Nombre de spires* sans tenir compte des têtes de bobines.

Les pertes maximales par effet Joule peuvent également être évaluées : $P_{J_{max}} = R_{cuivre77} \times I_{max}^2 = 2.95 \times 4^2 = 47.2$ W. Elles présentent une différence relative de 15% par rapport à celles simulées (40 W). Néanmoins l'inducteur respecte bien la contrainte imposée par le cahier des charges en termes de pertes Joule ($P_J \leq 150$ W).

4.4.3 Mesure de l'inductance de la bobine de cuivre de l'inducteur

À l'aide d'un RLC mètre HIOKI IM 3536, nous avons mesuré l'inductance de la bobine de cuivre à température ambiante et à 77 K en régime linéaire. Théoriquement, nous avons calculé cette inductance avec le logiciel FEMM en injectant un faible courant dans la bobine de cuivre et en calculant la relation Flux/Courant qui nous donne la valeur théorique de l'inductance dans la zone linéaire. Le tableau 4.3 montre les résultats obtenus.

Les valeurs d'inductance mesurées à température ambiante et à 77 K sont identiques, ce qui peut s'expliquer par le fait que les courbes $B - H$ de ferrites dans la zone linéaire sont les mêmes pour les deux températures, comme le montre la section 4.4.5. Ces valeurs expérimentales ont une erreur relative de 8.2% par rapport à celles simulées.

4.4.4 Temps de réponse de l'inducteur

La détermination de temps de réponse de l'inducteur à un échelon de courant à température ambiante et à 77 K est très importante pour connaître le comportement réel de l'inducteur qui peut se modéliser par un système du premier ordre (circuit RL). Mais avant cela, il faut d'abord

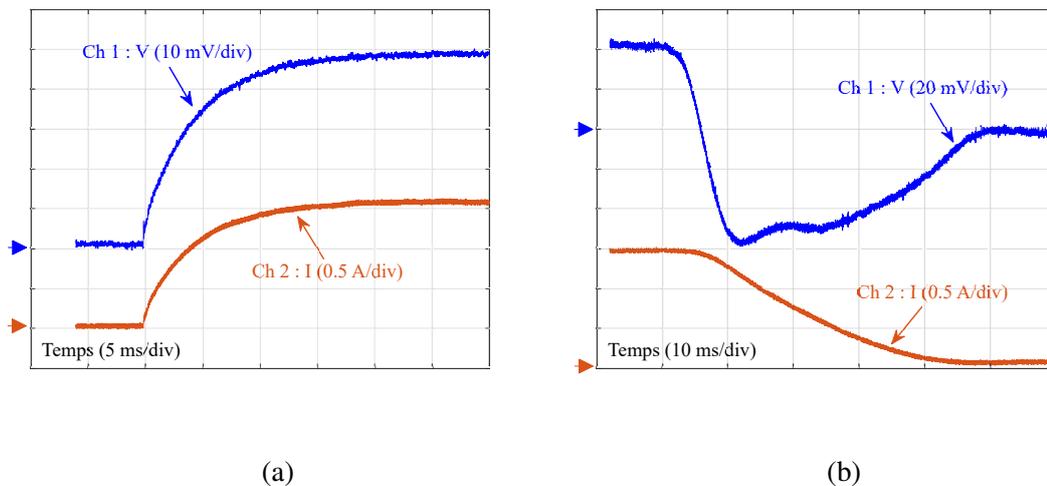


FIGURE 4.22 – Résultats expérimentaux de la réponse de l'alimentation DC KEITHLEY 2200-30-5 en alimentant une résistance par un échelon de courant à température ambiante : (a) échelon montant, (b) échelon descendant.

connaître le temps de réponse de l'alimentation programmable utilisée. Pour cela, on applique un échelon montant et descendant de courant sur une résistance, et on visualise le courant et la tension sur un oscilloscope. Les résultats de ce test sont illustrés à la figure 4.22 où l'on peut voir que le temps de réponse de l'alimentation est faible, 5 ms pour le front montant, et 10 ms pour le front descendant. Néanmoins, la réponse de la tension d'alimentation au front descendant est difficile à expliquer. Elle passe de la valeur maximale à une valeur négative pour revenir à zéro.

Afin d'enregistrer la réponse de l'inducteur à température ambiante et à 77 K soumis à un échelon de courant, il est nécessaire d'alimenter sa bobine de cuivre par l'échelon fourni par l'alimentation DC programmable et de visualiser le courant et la tension au niveau de la bobine comme dans le schéma de la figure 4.23. Les signaux visualisés sur l'oscilloscope pour un front montant et descendant pour les deux températures sont présentés sur les figures 4.24 et 4.25. On constate que le temps de réponse de l'inducteur pour un front montant dans l'azote à 77 K en prenant 63 % de $I_{\text{RégimePermanent}}$ est de 98 ms, soit 7 fois plus qu'à température ambiante (14 ms). La même chose, pour le temps de réponse pour un front descendant dans l'azote à 77 K en prenant 63 %, qui est de 50 ms, soit 3.6 fois plus qu'à température ambiante (14 ms). Il convient également de noter que la réponse de la tension de l'inducteur au front descendant est difficilement explicable. Par conséquent, dans le chapitre suivant, l'étude de la réponse dynamique du ruban supraconducteur sous un champ sera faite à partir des fronts montants.

Les tableaux 4.4 et 4.5 résument ces résultats, en ajoutant également le temps de réponse calculé par la constante de temps $\tau = \frac{L}{R}$ basée sur les deux premiers tests expérimentaux : mesure de la résistance et de l'inductance de l'inducteur.

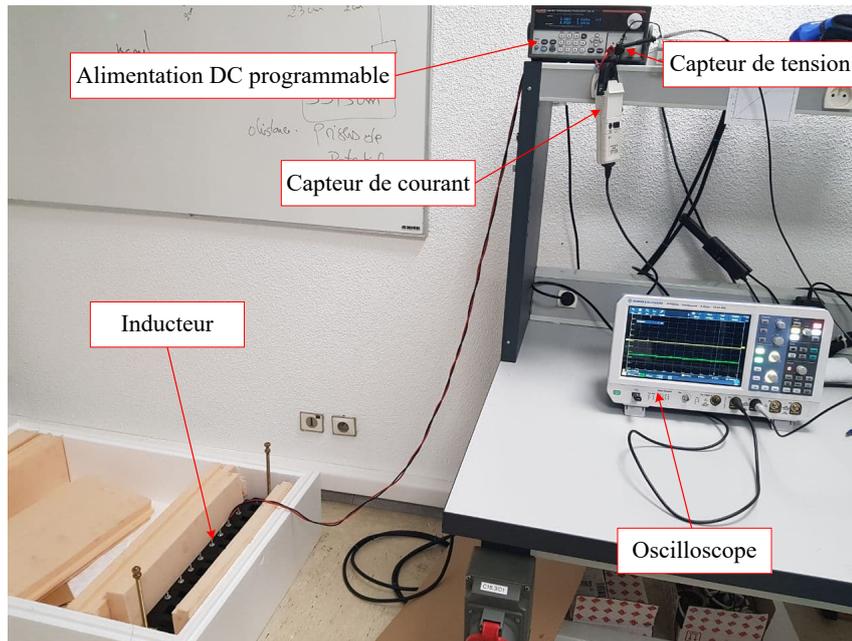


FIGURE 4.23 – Banc d'essai expérimental pour caractériser le temps de réponse de l'inducteur.

TABLE 4.4 – Temps de réponse de l'inducteur mesuré expérimentalement par deux méthodes à température ambiante pour un front montant et descendant

Méthode	Front montant	Front descendant
Réponse un échelon (294 K)	14.1 ms	14 ms
L/R (294 K)	14.32 ms	14.32 ms

4.4.5 Courbe $B - H$ des ferrites à 77 K

Afin d'évaluer l'induction magnétique au niveau de l'entrefer de l'inducteur en fonction du courant circulant dans sa bobine de cuivre à 77 K dans l'azote et d'éviter l'achat de sondes à effet Hall cryogénique, on propose de déterminer la courbe $B - H$ des ferrites à 77 K et de l'intégrer dans notre modèle. En effet, la détermination de la caractéristique $B - H$ à 77 K et son intégration dans le modèle de l'inducteur nous permet de tracer l'induction magnétique de l'inducteur dans l'entrefer en fonction du courant à 77 K comme cela a été fait précédemment à température ambiante (figure 4.9).

La détermination du cycle d'hystérésis fournit la majorité des informations sur le comportement magnétique des ferrites et permet de déduire leur courbe $B - H$. En faisant varier le point de fonctionnement (amplitude d'excitation, température), on peut identifier l'induction magnétique au sein du matériau.

TABLE 4.5 – Temps de réponse de l'inducteur mesuré expérimentalement par deux méthodes à 77 K pour un front montant et descendant

Méthode	Front montant	Front descendant
Réponse un échelon (77 K)	98 ms	50 ms
L/R (77 K)	102.37 ms	102.37 ms

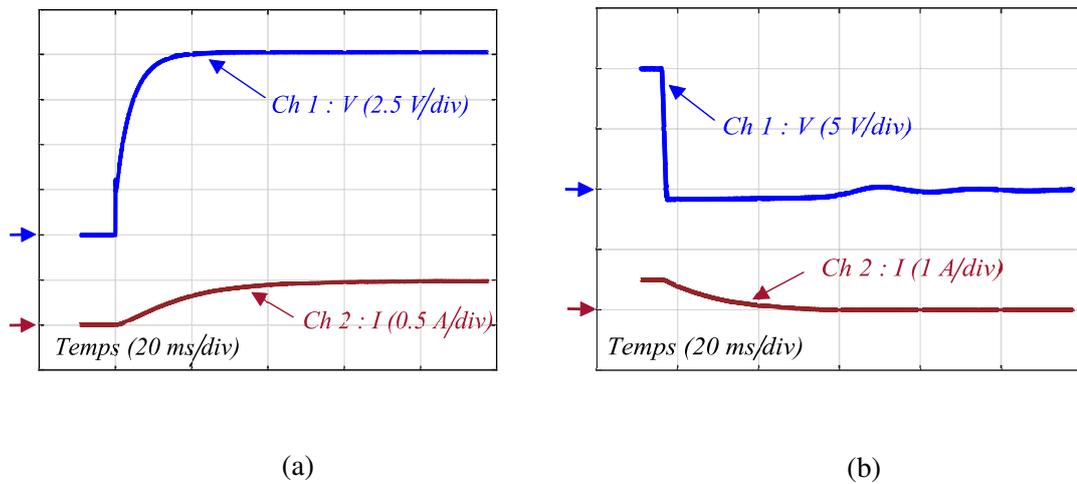


FIGURE 4.24 – Résultats expérimentaux de la réponse de l'inducteur à un échelon de courant fourni par l'alimentation DC KEITHLEY 2200-30-5 à température ambiante : (a) échelon montant, (b) échelon descendant.

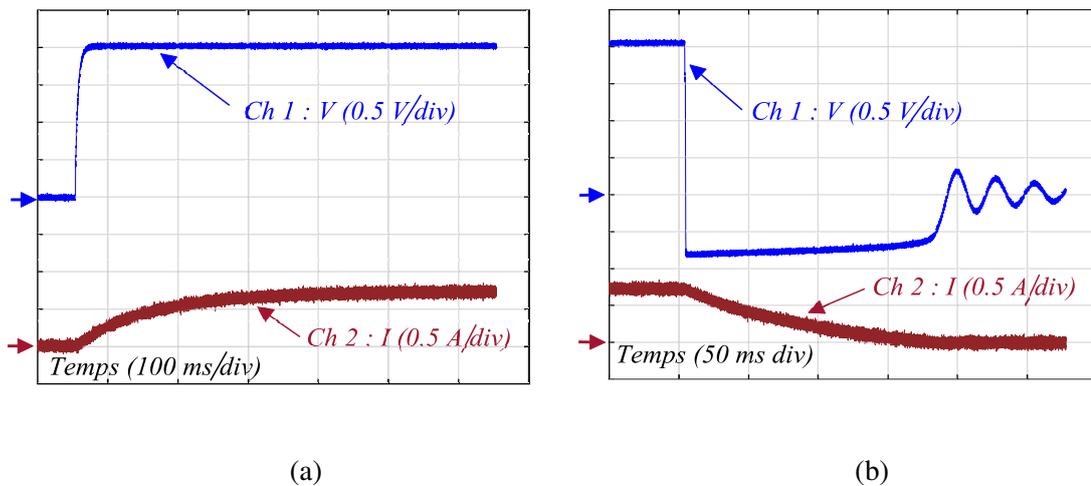


FIGURE 4.25 – Résultats expérimentaux de la réponse de l'inducteur à un échelon de courant fourni par l'alimentation DC KEITHLEY 2200-30-5 à 77 K : (a) échelon montant, (b) échelon descendant.

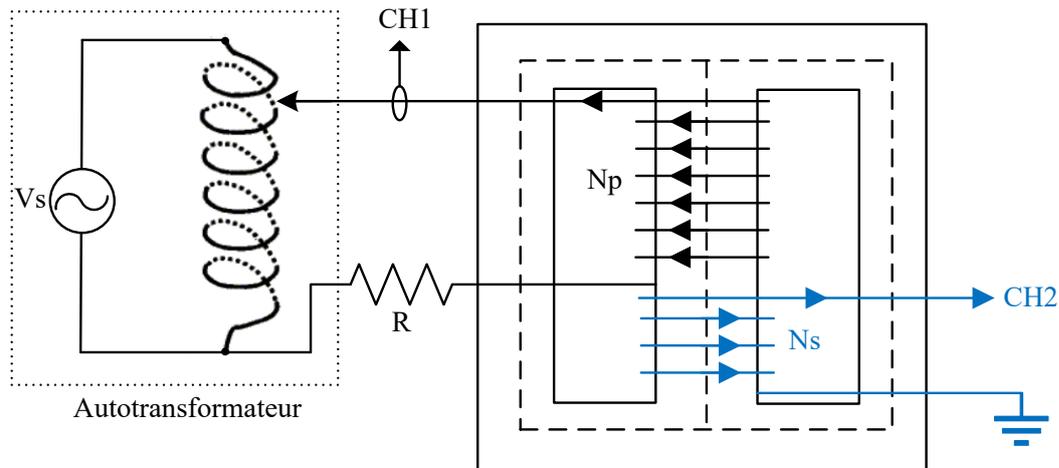


FIGURE 4.26 – Montage réalisé pour déterminer le cycle d’hystérésis des ferrites. Une résistance électrique R est connectée en série entre l’autotransformateur et la bobine primaire pour éviter une surintensité.

4.4.5.1 Circuit magnétique sans entrefer

Les ferrites soumises à l’étude constituent un circuit magnétique sans entrefer dont la forme est représentée sur la figure 4.27. Pour déterminer leur cycles d’hystérésis, on a choisi la méthode classique. En effet, pour soumettre les ferrites à un champ magnétique variable, la bobine primaire de $N_p = 20$ tours doit être alimentée par un autotransformateur. Le matériau est alors soumis à un champ magnétisant H . La variation de flux qui a été créée est recueillie par la bobine secondaire de $N_s = 5$ tours. Il est alors possible de déterminer l’induction B . Le schéma du principe du montage est présenté sur la figure 4.26.

Relation entre l’induction magnétique B et la tension au secondaire

La variation du flux qui est engendrée par la variation du courant magnétisant induit une tension aux bornes du circuit secondaire :

$$v_s(t) = - \frac{d\Phi}{dt} \quad (4.6)$$

$$\text{Soit : } \Phi = - \int v_s(t) dt.$$

$$\text{Avec } \Phi = N_s \times \phi = N_s \times S \times B.$$

$$B = - \frac{1}{N_s \times S} \times \int v_s(t) dt \quad (4.7)$$

S : section de la colonne centrale du circuit magnétique.

L’induction magnétique B est bien proportionnelle à l’intégrale par rapport au temps de la tension $v_s(t)$ induite aux bornes du secondaire.

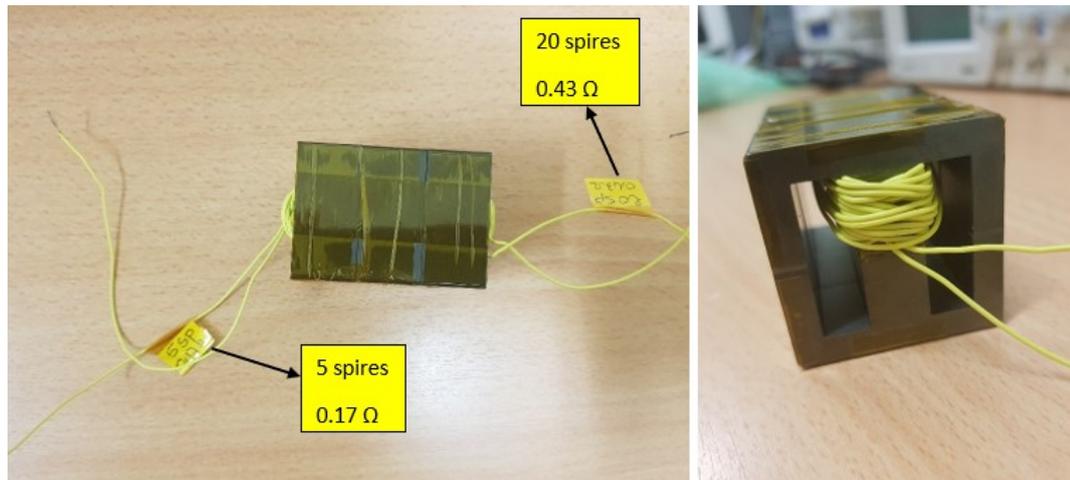


FIGURE 4.27 – Circuit magnétique sans entrefer qui a servi à déterminer le cycle d’hystérésis des ferrites.

Théorème d’Ampère

On applique le théorème d’ampère le long d’une ligne de champ H :

$$\oint H \cdot dl = N_p \cdot I_p \quad (4.8)$$

$$H_{fer} \cdot l_{fer} = N_p \cdot I_p \quad (4.9)$$

$$H_{fer} = \frac{N_p \cdot I_p}{l_{fer}} \quad (4.10)$$

Avec :

- l_{fer} : longueur moyenne du circuit magnétique.
- I_p : courant dans la bobine primaire.

4.4.5.2 Essais expérimentaux

Une résistance électrique de $1,47 \Omega$ est connectée en série entre l’autotransformateur et la bobine primaire pour éviter une surintensité. Plusieurs essais ont été réalisés à différentes températures, et pour chaque température, au moins deux essais sont effectués. Après avoir intégré numériquement une seule période de la tension vue au secondaire à l’aide de la fonction ‘cumtrapz’ de Matlab (Cumulative trapezoidal numerical integration), et en ayant au préalable retiré sa valeur moyen, le flux magnétique et l’induction sont obtenus.

Il convient de noter que nous avons décidé de déterminer le cycle d’hystérésis des ferrites pour plusieurs températures plutôt que seulement à la température ambiante et à 77 K afin d’effectuer une comparaison complète à plusieurs températures. Pour cela, le circuit présenté à la

figure 4.27 a été plongé dans l'azote pour effectuer le test à 77 K, et également dans un four pour effectuer les tests à autres températures (voir figure 4.28). Les résultats de ce test sont présentés à la figure 4.29. Une comparaison de ces cycles avec différentes températures est faite dans la section ci-dessous.

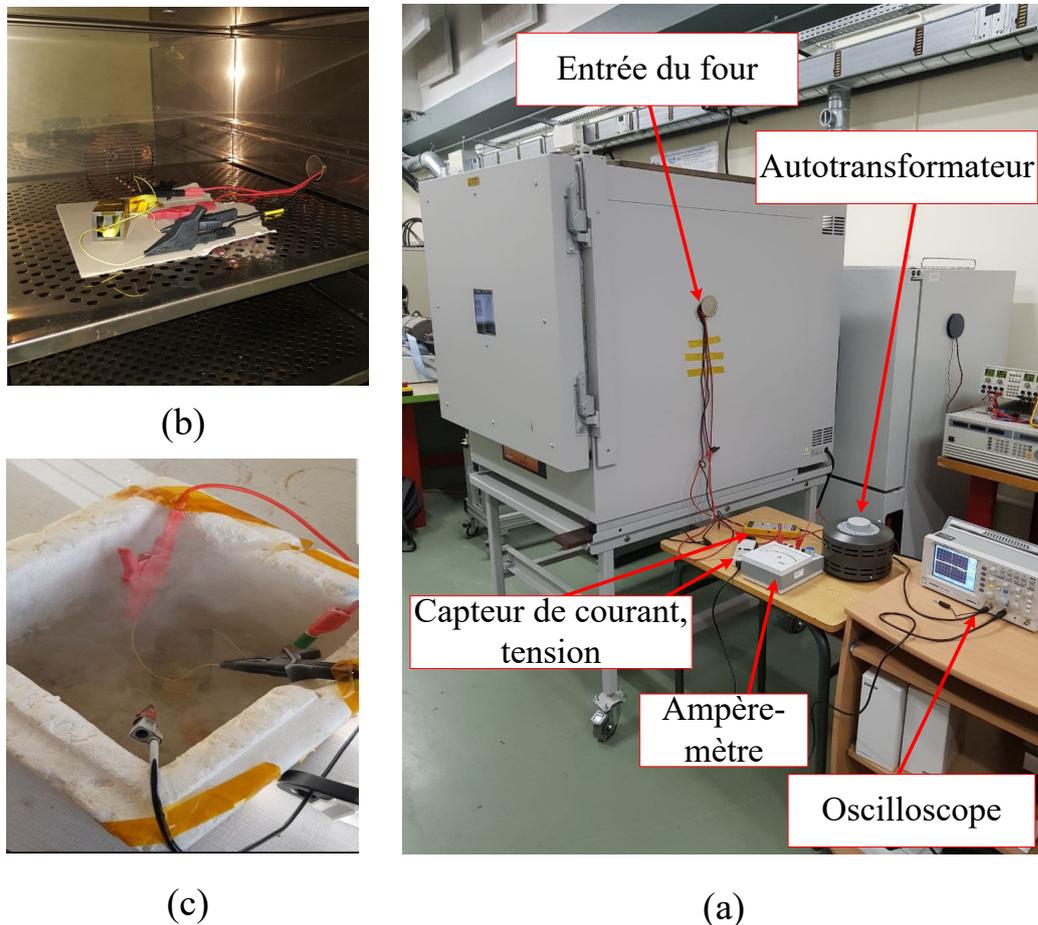


FIGURE 4.28 – Banc expérimental utilisé pour déterminer le cycle d'hystérésis des ferrites à différentes températures : (a) banc expérimental permettant de déterminer le cycle d'hystérésis des ferrites à différentes températures (34°C, 53°C, 75°C, 90°C et 100°C), (b) circuit à l'intérieur du four, (c) circuit immergé dans l'azote (77 K).

4.4.5.3 Comparaison

Pour savoir ce qui se passe sur le comportement des ferrites lorsqu'elles sont plongées dans l'azote, nous faisons une comparaison sur les différentes propriétés magnétiques des ferrites à savoir :

1. Saturation magnétique
2. Champ coercitif H_c
3. Pertes magnétiques

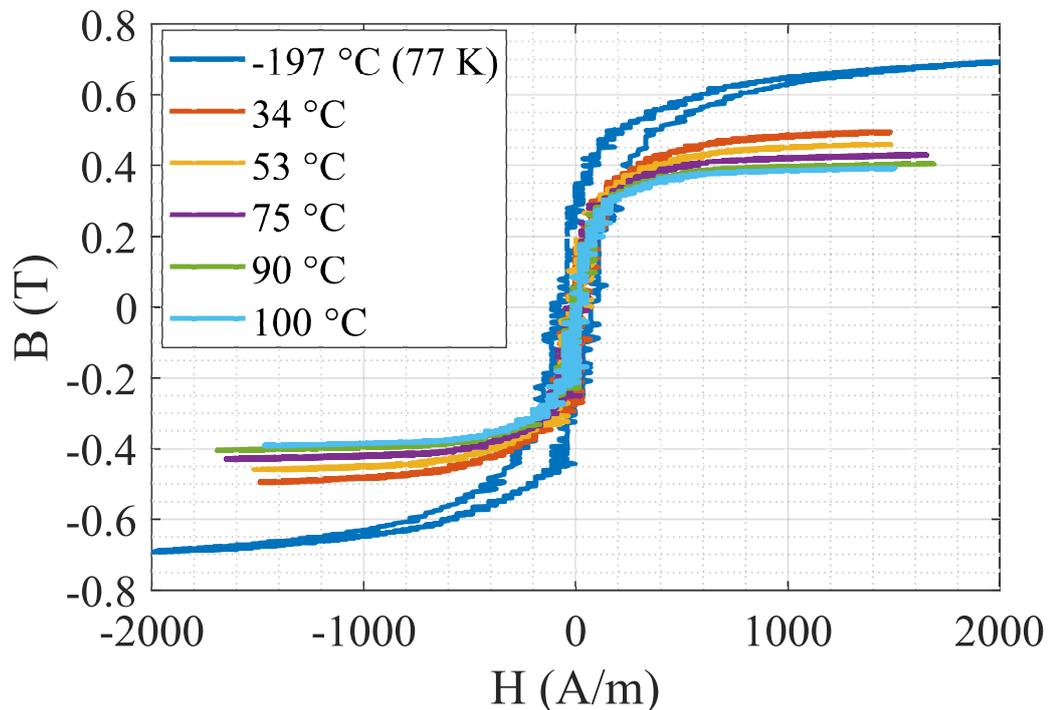


FIGURE 4.29 – Cycle d'hystérésis des ferrites pour différentes valeurs de température.

La saturation magnétique est un élément important dans notre travail. Plus la valeur de saturation est élevée, plus le matériau est intéressant. La figure 4.30 (a) représente la valeur de la saturation magnétique en fonction de la température. On remarque que cette propriété diminue avec l'augmentation de la température. Par conséquent, les ferrites utilisées dans notre inducteur deviennent plus intéressantes dans l'azote en termes de saturation magnétique.

Le champ coercitif H_c correspond au champ nécessaire pour démagnétiser le matériau à partir de l'induction rémanente. Lorsque le champ coercitif est très élevé, on dit que le matériau est dur. La figure 4.30 (b) montre que le champ coercitif des ferrites utilisées pour l'inducteur diminue lorsque la température augmente, ce qui montre que ces ferrites durcissent en diminuant la température.

Durant le processus de magnétisation, les matériaux ferromagnétiques dissipent de l'énergie. Ce processus de dissipation est associé à des pertes appelées pertes fer. On distingue généralement deux types de pertes :

— Pertes par hystérésis

Sous l'effet de champ d'excitation, les forces de Laplace créent des contraintes internes dans le matériau qui mettent en mouvement les domaines de Weiss. Leur frottement les uns contre les autres provoque un échauffement du matériau, ce qui entraîne des pertes par hystérésis. Ces pertes proviennent de la différence entre l'énergie stockée lors de la croissance de H et l'énergie restituée lors de la décroissance de H . Pour un cycle complet, l'énergie est proportionnelle à la surface et au volume du matériau. Ces pertes sont proportionnelles à la fréquence. D'après les résultats des cycles d'hystérésis présentés pré-

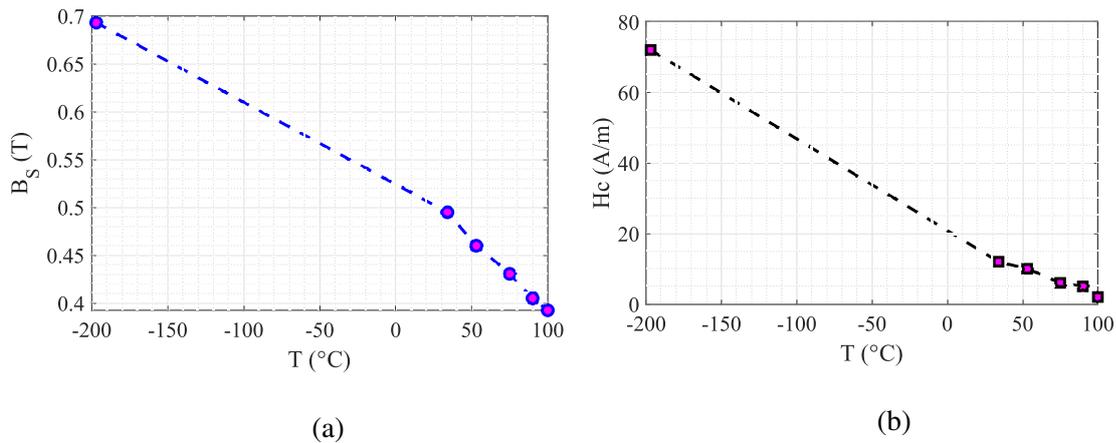


FIGURE 4.30 – Saturation magnétique et champ coercitif des ferrites N87 en fonction de la température.

TABLE 4.6 – Comparaison entre les différentes propriétés du cycle d'hystérésis des ferrites utilisées pour l'inducteur à différentes températures.

Température	B_s (mT)	H_c (A/m)
100°C (373 K)	390	2
90°C (363 K)	400	5
75°C (348 K)	430	6
53°C (326 K)	460	10
34°C (326 K)	500	12
-196°C (77 K)	700	72

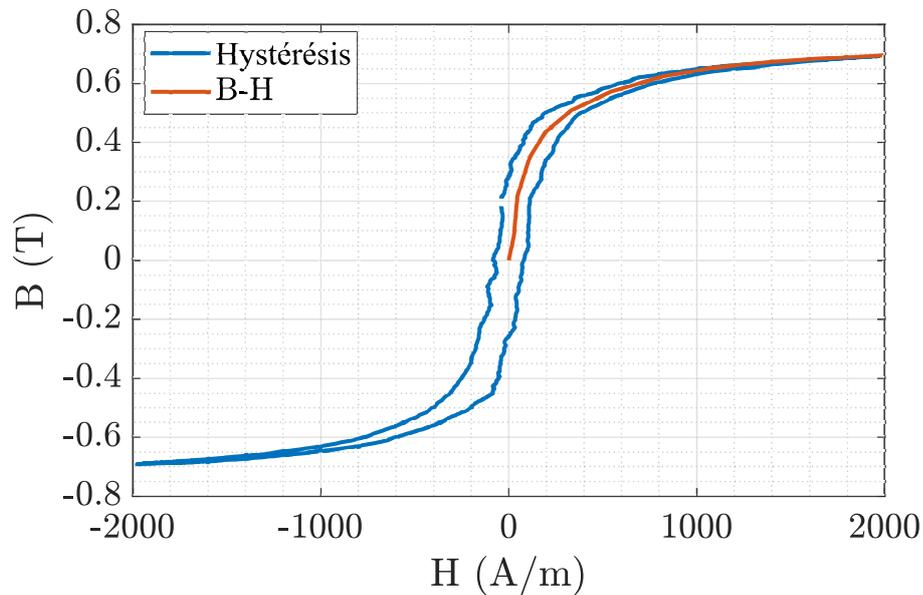
cédemment, en augmentant la température, les cycles d'hystérésis ont tendance à rétrécir, donc les pertes d'hystérésis diminuent.

— Pertes par courants de Foucault

Les matériaux ferromagnétiques ont souvent des propriétés conductrices pour le courant électrique. En présence d'un flux variable, la fem induite crée des courants de Foucault qui traversent le matériau. L'effet Joule dissipe l'énergie sous forme de chaleur, ce sont les pertes par courants de Foucault. Ces pertes sont proportionnelles à la fréquence au carré.

Les ferrites sont des matériaux non-conducteurs ayant des propriétés magnétiques macroscopiques de type ferromagnétique. Leur résistance élevée rend les pertes par courants de Foucault négligeables.

Pour récapituler, en augmentant la température, les cycles d'hystérésis des ferrites ont tendance à "rétrécir". En effet, l'induction magnétique de saturation, le champ coercitif ainsi que les pertes magnétiques par hystérésis diminuent en augmentant la température. Ces résultats ont été confirmés dans la littérature, par exemple dans [92] des essais sur le matériau ferrite MnZn N30 ont été réalisés, ainsi que dans [93] [94].

FIGURE 4.31 – Obtention de la courbe $B - H$ des ferrites à 77 K à partir du cycle d'hystérésis.

4.5 Intégration de la courbe $B - H$ des ferrites à 77 K dans le logiciel FEMM

Afin de pouvoir déterminer l'induction magnétique dans l'entrefer à 77 K créée par l'inducteur en fonction du courant comme cela a été fait à température ambiante et pour éviter d'acheter une sonde cryogénique, il est nécessaire de déterminer la courbe $B - H$ à 77 K et de l'intégrer dans le modèle FEMM grâce aux données du flux B et du champ. Pour cela, il suffit de faire la moyenne de la courbe montante et descendante du cycle d'hystérésis obtenue précédemment à 77 K. La figure 4.31 présente la courbe $B - H$ obtenue à partir du cycle d'hystérésis et à la température de l'azote (77 K).

La figure (4.32) montre une comparaison entre la courbe $B - H$ des ferrites à température ambiante et la courbe à 77 K, où l'on peut voir que la valeur de saturation des ferrites à 77 K augmente de 40% par rapport à celle à température ambiante.

La figure 4.33 présente également une comparaison de l'induction magnétique en fonction du courant dans l'entrefer de l'inducteur à température ambiante et à 77 K où l'on peut voir qu'en immergeant l'inducteur dans l'azote, l'induction magnétique dans l'entrefer augmente de 35%.

4.6 Conclusion

Afin de valider expérimentalement le principe de la nouvelle méthode de stabilisation des réseaux DC présentée dans le chapitre précédent, ce chapitre présente le dimensionnement, la conception et la caractérisation d'un inducteur magnétique permettant de créer un champ ma-

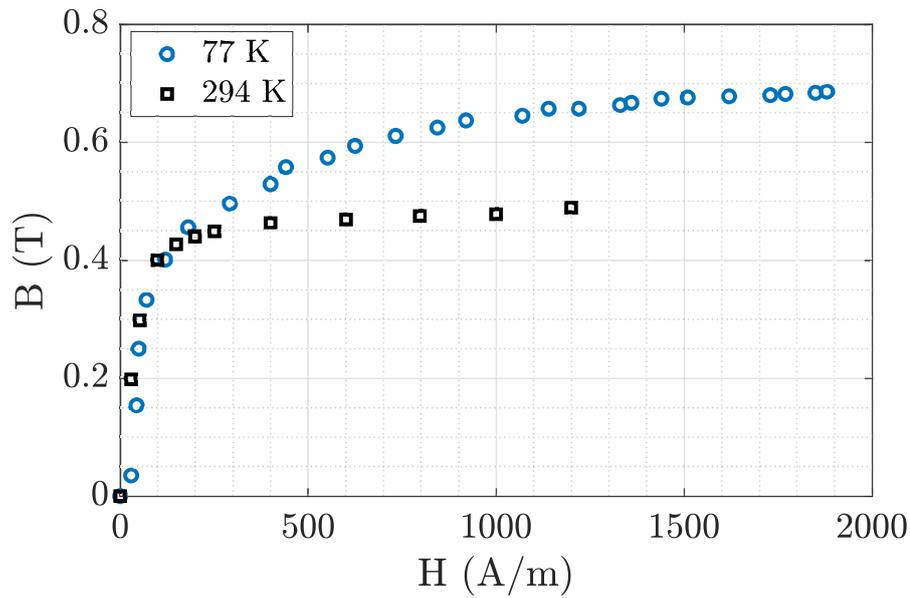


FIGURE 4.32 – Comparaison entre la caractéristique $B - H$ intégrée dans FEMM à température ambiante et à 77 K.

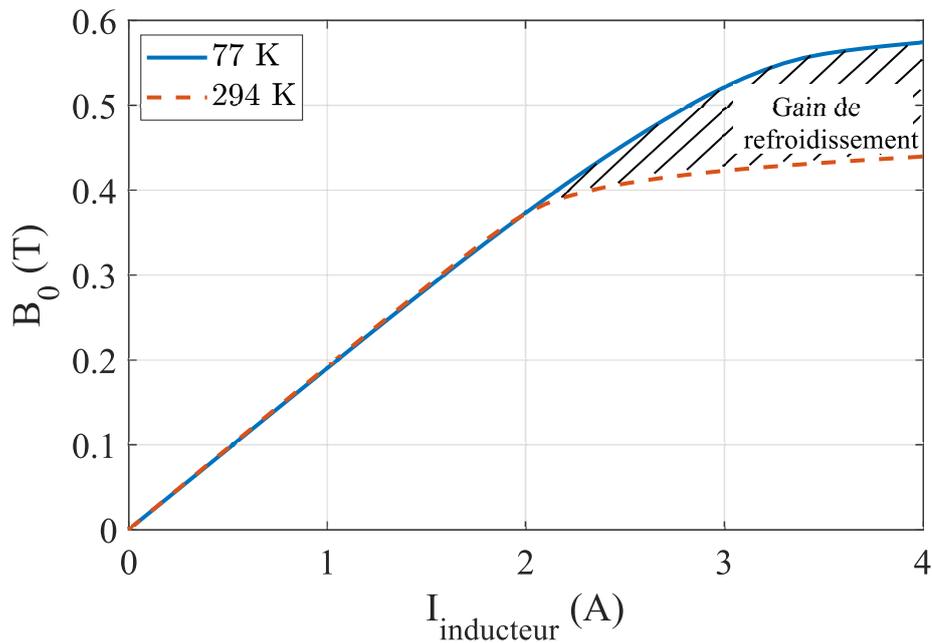


FIGURE 4.33 – Comparaison de la densité de flux magnétique en fonction du courant dans l'entrefer de l'inducteur à température ambiante et à 77 K.

gnétique variable.

Après avoir défini le cahier des charges, nous avons décidé d'utiliser une structure à noyau de fer à 3 colonnes pour créer un champ perpendiculaire au ruban afin de satisfaire les contraintes

imposées. Nous avons commencé par triller toutes les configurations en combinant le nombre de spires et le courant de la bobine de cuivre pour trouver toutes les solutions potentielles respectant le cahier des charges. Ceci a été fait en utilisant le logiciel FEMM associé à MATLAB.

Parmi toutes les solutions potentielles données par le programme, une solution a été choisie et prototypée. Nous avons assemblé les ferrites les unes des autres pour construire deux moitiés de l'inducteur : une moitié sans entrefer et une moitié avec entrefer. L'assemblage est réalisé avec du Kapton sur les trois faces. Le bobinage, pour des raisons pratiques, est réalisé sur un support de bobinage pour placer ensuite la bobine de cuivre dans une moitié de ferrites et fermer le circuit magnétique par la seconde moitié. Un support réalisé par impression 3D a été utilisé pour maintenir mécaniquement l'inducteur magnétique. En effet, ce support permet un alignement optimal des amenées de courant qui assurent la connexion entre le réseau et le ruban supraconducteur. Cela permet d'éviter de tordre la partie du ruban supraconducteur située entre les ferrites et les amenées de courant.

Après le dimensionnement et le prototypage de l'inducteur, une validation expérimentale de sa conformité au cahier des charges et une caractérisation de son comportement à température ambiante et à 77 K ont été réalisées. En effet, nous avons mesuré l'induction magnétique au niveau de l'entrefer par un Gaussmètre où nous avons constaté qu'elle correspond à celle imposée par le cahier des charges. Le temps de réponse de l'inducteur augmente d'environ 7 fois lorsque l'on immerge l'inducteur magnétique dans l'azote. A 77 K, le champ coercitif augmente et le cycle d'hystérésis des ferrites s'élargit, ce qui fait que les pertes par hystérésis des ferrites augmentent dans l'azote. En revanche, l'induction magnétique de saturation des ferrites augmente de 35 % en les immergeant dans l'azote.

Maintenant que nous disposons d'un inducteur magnétique capable de générer un champ magnétique variable, nous allons commencer dans le chapitre suivant la validation expérimentale du principe de la méthode de stabilisation développée. En effet, nous allons essayer de faire varier dynamiquement et de mesurer la résistance d'un ruban supraconducteur par le champ magnétique externe généré par l'inducteur magnétique développé tout en évitant les dérives thermiques.

Chapitre 5

Validation expérimentale

5.1 Introduction

Ayant maintenant un inducteur magnétique capable de générer un champ magnétique variable, nous allons essayer dans ce chapitre de valider expérimentalement le principe de la méthode de stabilisation développée en essayant de faire varier dynamiquement la résistance d'un ruban supraconducteur.

Nous présenterons d'abord le ruban supraconducteur à tester, la manière de fixer les fils de potentiel sur le ruban supraconducteur et la façon de placer le ruban dans l'inducteur. Ces deux derniers aspects sont essentiels pour effectuer des mesures expérimentales efficaces et éviter les problèmes de points chauds. Ensuite, nous caractériserons l'échantillon où l'exposant de la loi de puissance n , le courant critique I_c et sa dépendance au champ magnétique perpendiculaire externe seront déterminés.

Afin de vérifier la possibilité d'atteindre l'ordre de grandeur de la résistance du ruban supraconducteur par unité de longueur fourni par la simulation sans le détruire, un test expérimental sera réalisé. En effet, on alimente le ruban supraconducteur avec différents courants constants, et on détermine la caractéristique $E = f(B)$, puis on en déduit la résistance maximale par unité de longueur que l'on peut atteindre expérimentalement afin de la comparer à celle donnée par la simulation.

Enfin, différents tests expérimentaux seront effectués pour mesurer dynamiquement la tension (image de la résistance en courant constant) au niveau du ruban supraconducteur. Ces tests seront effectués en alimentant le ruban avec un courant constant et en appliquant perpendiculairement différents échelons et créneaux de champ magnétique. Les résultats expérimentaux seront comparés à ceux donnés par la simulation.

5.2 Type de ruban supraconducteur testé

La ruban supraconducteur testé dans ce chapitre provient du manufacturier *Superpower*® et FURUKAWA ELECTRIC GROUP [61] de type SF4050-AP. Ce ruban a l'architecture illustrée

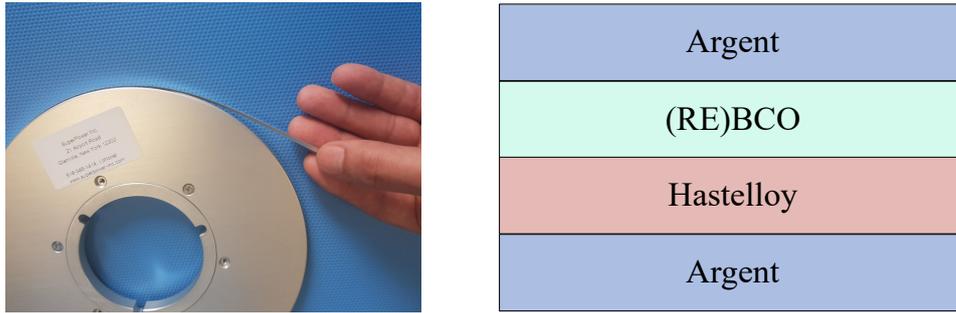


FIGURE 5.1 – Illustration de l'architecture du ruban supraconducteur de type SF4050-AP utilisé dans les essais expérimentaux.

à la figure 5.1. Il se présente sous la forme d'un empilement de couches avec, de manière simple et de haut en bas :

- Une couche stabilisatrice en argent.
- Une couche supraconductrice (RE)BCO.
- Un ensemble de couches tampon.
- Un substrat en Hastelloy.
- Une couche stabilisatrice en argent.

Les caractéristiques du ruban fourni par le fabricant sont données dans le tableau 5.1.

TABLE 5.1 – Caractéristiques du ruban SF4050-AP fourni par le fabricant *Superpower*®.

Type	Épaisseur (μm)	Largeur (mm)	I_c minimum (A)	I_c moyen (A)
SF4050-AP	52	4	99	100

5.3 Prises de potentiels

La fixation des fils de prise de potentiels sur le ruban supraconducteur est une étape importante pour réaliser des manipulations supraconductrices, notamment dans notre banc d'essais où le ruban est placé dans un espace très étroit (l'inducteur a un l'entrefer de 1.5 mm). Pour cela, nous avons opté pour un fil de cuivre de diamètre égale à 0.22 mm, que l'on a fixé sur le ruban en respectant les étapes présentées ci-dessous.

Tout d'abord, les fils de potentiel sont torsadés en les enroulant en hélice les uns autour des autres pour limiter les boucles, la sensibilité aux interférences et la diaphonie entre eux et former un faisceau.

A une extrémité de ce faisceau, les fils sont soudés à un connecteur DB15 mâle qui sera ensuite relié à son opposé femelle fixé sur un boîtier qui permet de basculer entre les fils de

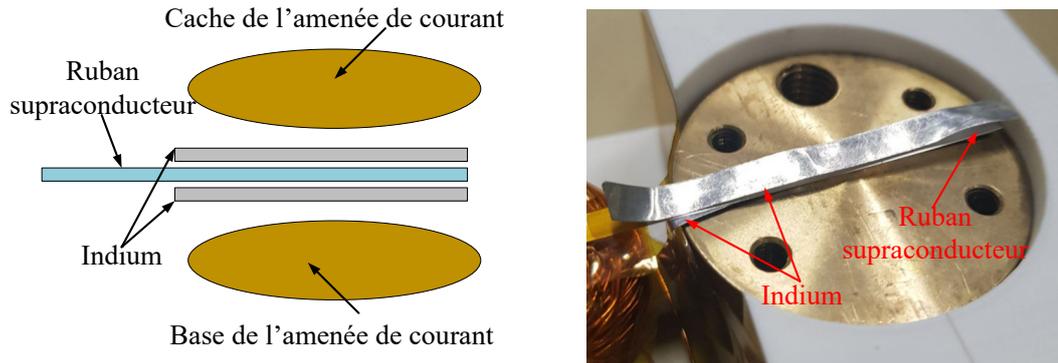


FIGURE 5.2 – Photographie du ruban supraconducteur entre deux rubans d'indium avant de serrer les amenées de courant afin d'améliorer la résistance de contact et éviter un échauffement local.

potentiel pour effectuer la mesure. Ce boîtier contient les arrivées des fils de potentiel et un connecteur BNC où est connecté l'appareil de mesure.

Après avoir soudé les fils au DB15, nous étalons le ruban supraconducteur sur la partie inférieure de l'inducteur. Les amenées de courant sont ensuite serrées sur les extrémités du ruban. Il faut savoir que le ruban supraconducteur au niveau des amenées de courant est placé entre 2 rubans d'indium (qui est connu pour être très malléable) pour le placer comme une sorte de sandwich afin d'améliorer la résistance de contact et éviter un éventuel échauffement local (figure 5.2). Le faisceau sera ensuite fixé le long de l'inducteur avec du Kapton, et les fils seront étalés sur le ruban supraconducteur et soudés à l'indium. L'utilisation d'indium pour souder les fils sur le ruban supraconducteur est un choix judicieux car la température de fusion de l'indium ($156\text{ }^{\circ}\text{C}$) est inférieure à celle de l'étain ($232\text{ }^{\circ}\text{C}$), ce qui peut éviter la détérioration du ruban.

5.4 Mise en place du ruban supraconducteur dans l'inducteur

Pour protéger le ruban supraconducteur des agressions mécaniques externes lors de sa mise en place dans l'inducteur et de sa destruction pendant son fonctionnement, nous avons suivi les étapes suivantes :

1. Après avoir étalé le ruban supraconducteur sur la partie inférieure de l'inducteur, serré les amenées de courant sur les deux extrémités du ruban et soudé les prises de potentiel, nous fermons le circuit magnétique avec la seconde moitié de l'inducteur.
2. Nous posons les quatre couvertures (support 3D) de l'inducteur et nous les fixons avec les quatre pièces du support inférieur avec des tiges filetées et des écrous pour fermer le circuit magnétique mais aussi pour éviter tout déplacement des ferrites par rapport au ruban supraconducteur.
3. Nous plaçons l'inducteur dans un bac en polystyrène.
4. Nous fixons les deux alimentations du ruban supraconducteur aux deux tiges des amenées de courant et versons l'azote liquide.

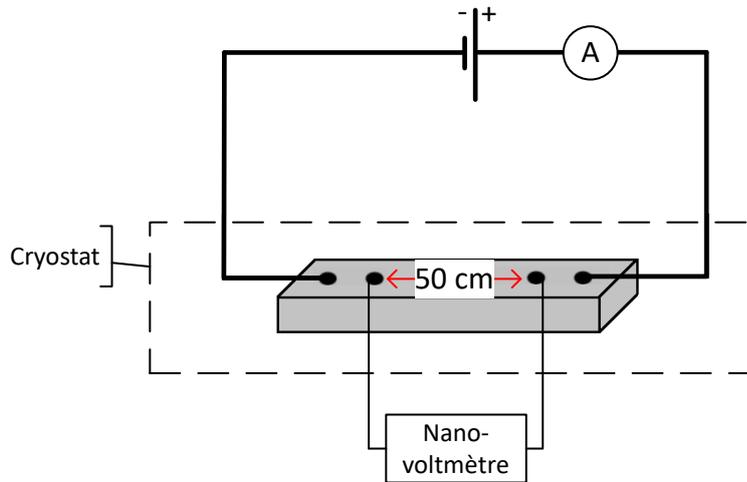


FIGURE 5.3 – Schéma du montage permettant de mesurer le courant critique de ruban en champ propre.

Il est important de mentionner que les amenées de courant et les fils d'alimentation ne doivent pas être serrés après avoir versé l'azote dans le bac, car cela pourrait détruire le ruban supraconducteur en le tordant et en créant des points chauds locaux. En fait, une fois que l'azote est versé dans le bac, rien ne doit être manipulé, sinon le ruban supraconducteur pourrait être détruit, même avec un faible courant.

5.5 Caractéristiques de l'échantillon

5.5.1 Détermination des paramètres J_c et n

Le courant critique du ruban supraconducteur peut subir des modifications pendant son transport et/ou pendant le processus de construction du dispositif supraconducteur. Il est en effet très sensible aux contraintes mécaniques appliquées. C'est pourquoi la mesure du courant critique est essentielle. La détermination de la caractéristique $V(I)$ du ruban supraconducteur permet d'estimer le courant critique et l'exposant n de la loi de puissance. Ces estimations sont réalisées en considérant que le courant critique est atteint lorsqu'un champ électrique de $1 \mu\text{V}/\text{cm}$ apparaît aux bornes du ruban supraconducteur [64]. L'exposant n est déterminé par un traitement numérique de la courbe expérimentale afin d'obtenir le meilleur accord avec une loi de puissance. Le schéma utilisé pour les mesures de courant critique est simple. Il suffit d'alimenter le dispositif supraconducteur avec une source de courant continu réglable, et de mesurer la tension aux bornes du dispositif grâce à un nano-voltmètre (figure 5.3).

La caractéristique $E-I$ à 77 K en champ propre est présentée sur la figure 5.4. Il en résulte que le courant critique I_c de l'échantillon est égal à 100 A, et l'exposant utilisé dans la loi de puissance est $n = 27$.

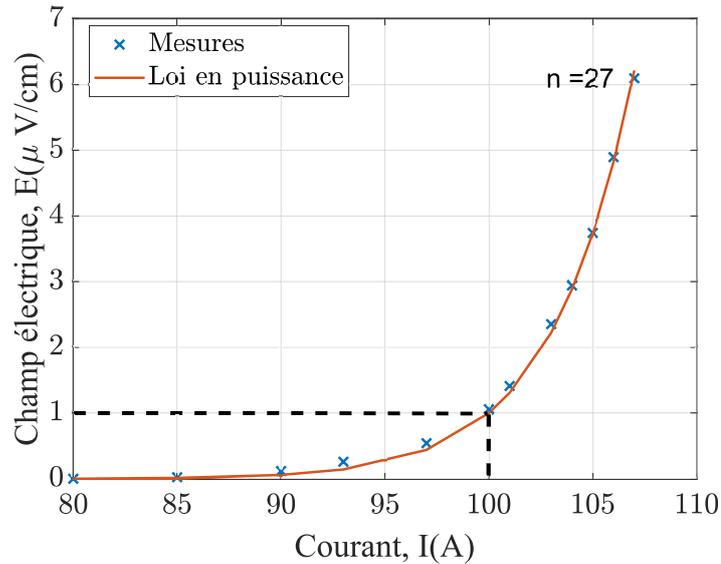


FIGURE 5.4 – Mesures expérimentales de la caractéristique E-I à 77 K en champ propre du ruban supraconducteur de type SF4050-AP de 42.5 cm. $I_c = 100$ A et $n = 27$.

5.5.2 Effet du champ magnétique externe

La détermination de l'influence du champ magnétique externe sur le ruban supraconducteur est primordiale dans notre travail. En effet, nous devons déterminer la caractéristique $I_c - B$ du ruban pour l'intégrer dans le modèle. Dans notre cas, nous avons étudié l'influence d'un champ magnétique perpendiculaire au ruban à 77 K. Ce choix est motivé par l'effet prononcé de la dépendance $I_c(B)$. Pour cela, l'inducteur que nous avons développé dans le chapitre précédent permettant de faire varier l'induction magnétique entre 0 et 520 mT a été utilisé. Les caractéristiques E-I de l'échantillon pour plusieurs valeurs du champ appliqué sont représentées sur la figure 5.5. Ainsi, la dépendance de courant critique I_c par rapport au champ magnétique peut être déterminée (figure 5.6). L'expression résultante pour $J_c(B)$ est :

$$I_c(B) = I_{c0} \frac{1}{\left(1 + \left(\frac{B}{0.0307}\right)^{1.6328}\right)^{0.1982}} \quad (5.1)$$

5.5.3 Résistance par unité de longueur

Dans le chapitre précédent et lors de l'étude de la stabilité du réseau DC, nous avons montré qu'avec une résistance maximale par unité de longueur de $0,35 \mu\Omega/\text{cm}$, il est possible de stabiliser le réseau DC. Le but de ce test est de vérifier la possibilité d'atteindre cette valeur de résistance expérimentalement. En plus, il nous permet également de fixer une résistance maximale à ne pas dépasser pour protéger le dispositif supraconducteur.

Pour cela, on détermine la caractéristique du ruban supraconducteur $R(B)$ (résistance en fonction du champ appliqué). Elle sera particulièrement utile pour évaluer la valeur de la ré-

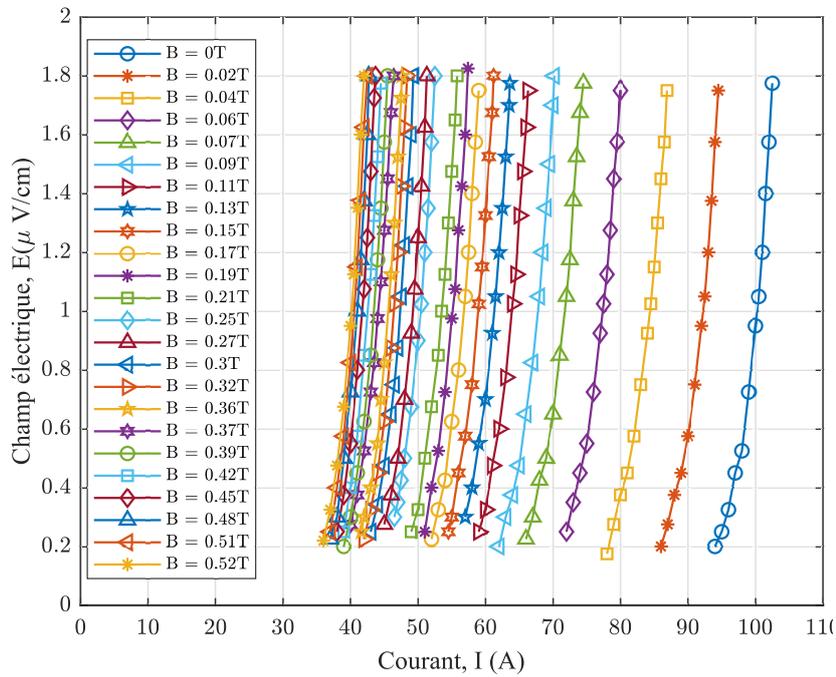


FIGURE 5.5 – Mesures expérimentales de la caractéristique E-I à 77 K du ruban supraconducteur de type SF4050-AP pour différentes valeurs de champ magnétique.

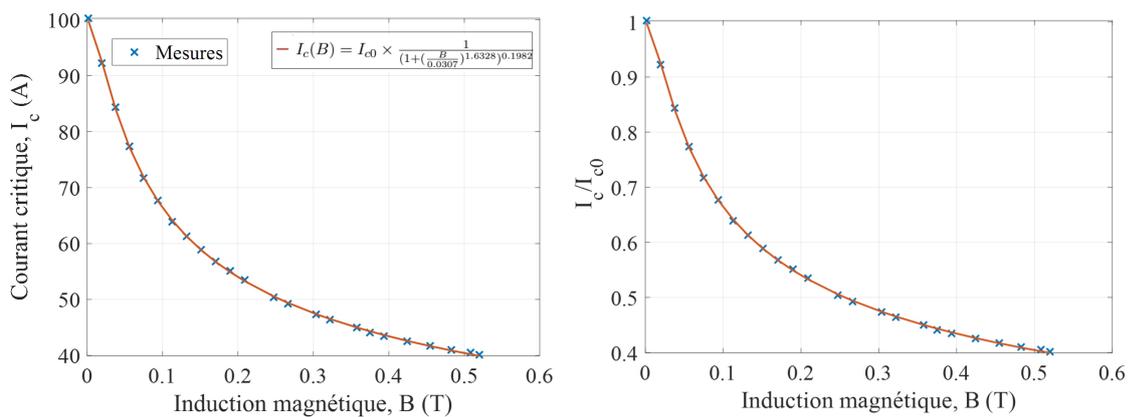


FIGURE 5.6 – Mesures expérimentales de l'évolution du courant critique I_c en fonction de l'induction magnétique.

sistance par mètre que l'on peut obtenir expérimentalement au niveau du ruban pour un champ donné.

Pour y parvenir, nous avons d'abord déterminé la caractéristique $E = f(B)$ du ruban pour différentes valeurs du courant dans le supraconducteur. On commence par alimenter le ruban supraconducteur avec un courant constant à l'aide d'une alimentation DC et on fait varier le champ magnétique appliqué perpendiculairement au ruban à l'aide de l'inducteur développé précédemment en faisant varier le courant dans l'inducteur. La tension aux bornes du ruban est mesurée par un nano-voltmètre. Le schéma et le montage utilisés sont présentés à la figure 5.7.

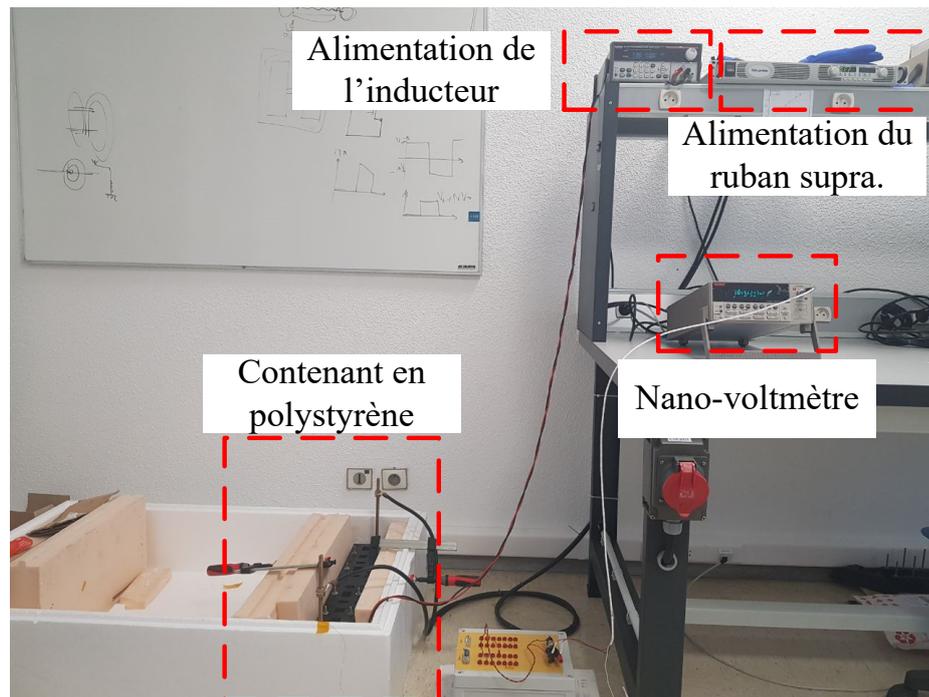
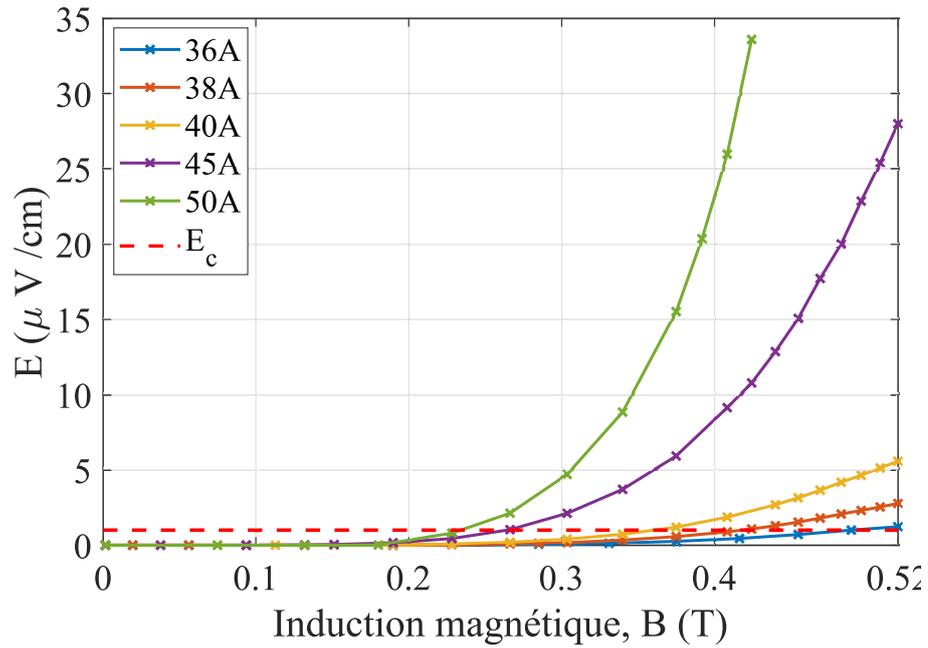


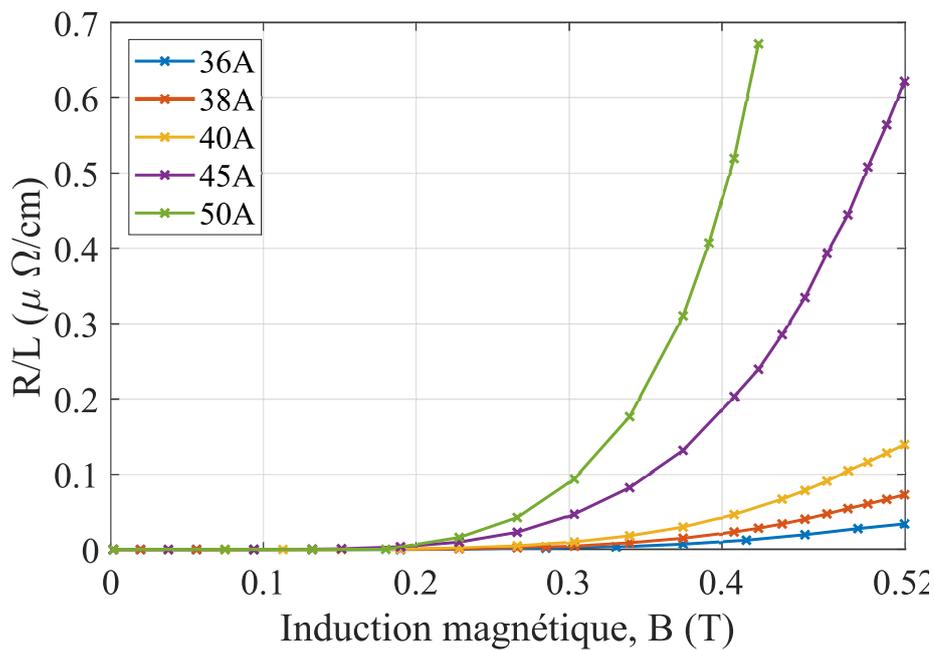
FIGURE 5.7 – Photographie du montage permettant de mesurer la résistance du ruban supraconducteur par unité de longueur à 77 K en fonction du champ magnétique externe.

La figure (5.8 a) montre les résultats expérimentaux de la caractéristique $E = f(B)$ pour différents courants dans le ruban supraconducteur, à savoir : 36 A, 38 A, 40 A, 45 A et 50 A. Pour des courants inférieurs à 36 A, la tension aux bornes du fil n'augmente pas par la variation de l'induction magnétique appliquée et le ruban se trouve toujours dans son état supraconducteur, c'est pourquoi je ne les ai pas présentés. On constate que pour un courant de 36 A injecté dans le ruban, et à partir de 500 mT, le champ critique est franchi et le ruban entre dans l'état mixte. Dès 50 A dans le ruban, on peut atteindre un champ 33,6 fois plus grand que le champ critique ($1\mu\text{V/cm}$) avec une induction magnétique appliquée de 0.42 T. Après cette valeur, le ruban est détruit à cause d'un point chaud (voir figure 5.9). Il est à noter que tous ces résultats sont reproductibles.

La figure (5.8 b) montre la valeur de la résistance par unité de longueur du ruban que l'on peut atteindre en appliquant un champ magnétique pour différentes valeurs de courant. On constate que la valeur maximale que l'on peut atteindre en conservant le ruban supraconducteur (sans



(a)



(b)

FIGURE 5.8 – Résultats expérimentaux des caractéristiques E-B et R-B à 77 K du ruban supraconducteur de type SF4050-AP pour différentes valeurs de courant.

avoir un emballement thermique) est $0.67 \text{ } (\mu\Omega/\text{cm})$, ce qui est supérieur à la valeur atteinte par la simulation faite précédemment (chapitre 3) sur un réseau DC, soit $0.35 \text{ } (\mu\Omega/\text{cm})$.

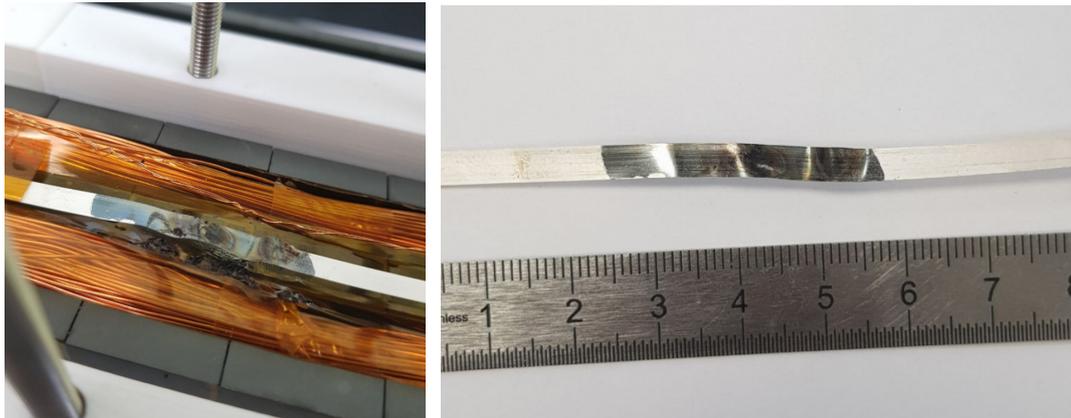


FIGURE 5.9 – Photographie du ruban supraconducteur (RE)BCO détruit à cause d'un point chaud à la fin du test effectué pour mesurer la résistance du ruban supraconducteur par unité de longueur.

5.6 Réponse dynamique du ruban supraconducteur à un champ magnétique externe

Maintenant que le ruban supraconducteur utilisé dans notre manipulation est caractérisé où le courant critique en champ propre, l'exposant n , la dépendance du courant critique au champ magnétique externe, et la résistance par unité de longueur du ruban sous un champ magnétique sont déterminés, nous allons à présent valider expérimentalement le principe de la méthode de stabilisation proposée au chapitre 3. En effet, nous allons essayer de faire varier dynamiquement la résistance du ruban supraconducteur par le champ magnétique externe généré par l'inducteur magnétique développé dans le chapitre précédent et surtout essayer de la mesurer tout en évitant les emballements thermiques. Pour cela, nous utilisons en parallèle du nano-voltmètre présenté sur le schéma 5.7, un pré-amplificateur en série avec un oscilloscope via un adaptateur BNC mâle vers 2 BNC femelles. Le schéma de montage utilisé est présenté à la figure 5.10.

La procédure adoptée pour mesurer la réponse dynamique du ruban supraconducteur est la suivante :

- Alimenter le ruban supraconducteur avec un courant continu tout en maintenant son état supraconducteur.
- Appliquer un champ magnétique via l'inducteur et mesurer avec un nanovoltmètre la tension aux bornes du ruban supraconducteur.
- Remettre à zéro le champ magnétique appliqué.
- Appliquer un échelon de champ magnétique sur le ruban supraconducteur de la même valeur que celle obtenue dans la deuxième étape et observer sa réponse sur l'oscilloscope.

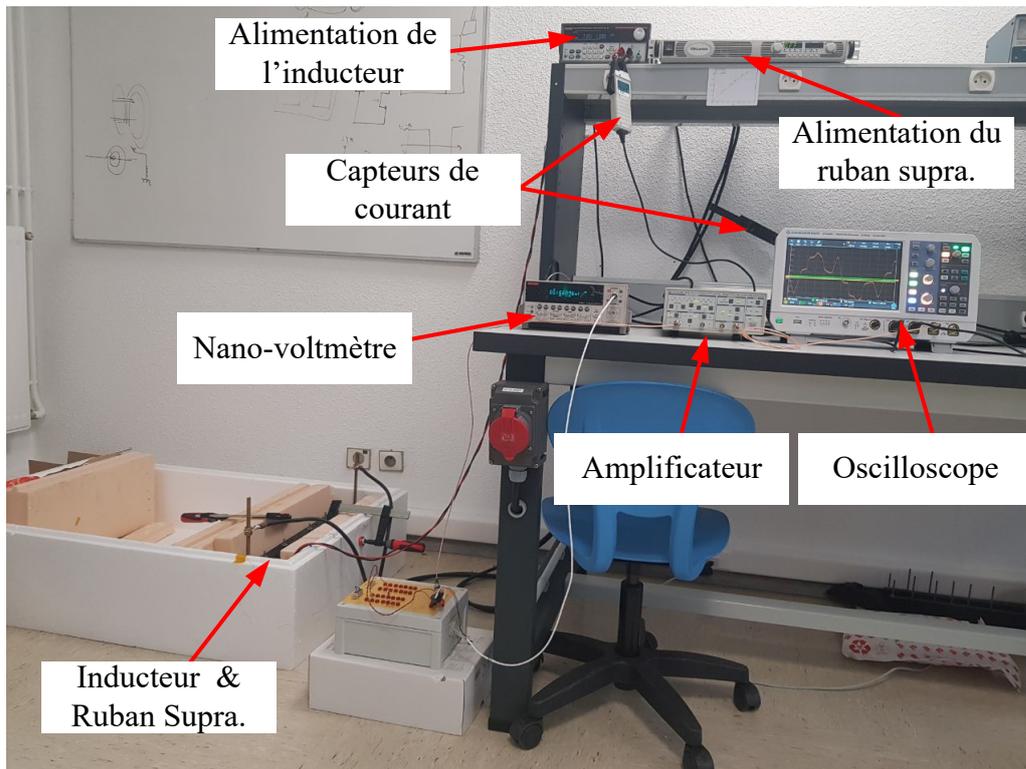


FIGURE 5.10 – Photographie du montage utilisé pour mesurer la réponse dynamique du ruban supraconducteur à 77 K sous un échelon du champ magnétique externe.

5.6.1 Premier test : $I_{ruban} = 50 \text{ A}$, $B_{max} = 0,41 \text{ T}$

Le premier test est fait en fixant un courant de 50 A dans le ruban supraconducteur et en appliquant un échelon de courant à l'inducteur magnétique pour créer un champ magnétique maximal de 0,41 T ($42 \%I_c$) perpendiculaire au ruban. La figure 5.11 montre le courant inducteur expérimental appliqué pour créer le champ magnétique. Son équivalent en champ magnétique est présenté à la figure 5.12 et obtenu par simulation en appliquant les données du courant expérimental à la caractéristique B-I de l'inducteur (voir figure 5.13).

La tension expérimentale aux bornes du ruban mesuré utilisant un amplificateur avec un gain de 500 est présentée sur la figure 5.14. En régime permanent, cette tension a atteint une valeur maximale de 1,31 mV sur une longueur de 47 cm ($27,87 \mu\text{V}/\text{cm}$) sans emballement thermique et correspond à la valeur donnée par le nanovoltmètre. Elle est proche de la valeur de tension mesurée dans la section précédente où nous avons mesuré en DC la résistance par unité de longueur. En régime transitoire, on observe un pic important dû au $d\Phi/dt$ lors de l'application de l'échelon de courant (voir figure 5.2).

$$V_{\text{mesure}} = R_{SC} \times I_{Ruban} + d\Phi/dt \quad (5.2)$$

Afin de pouvoir faire une comparaison avec la simulation, nous devons faire un traitement numérique afin d'éliminer l'influence du $d\Phi/dt$ pour avoir juste la résistance au niveau du ruban

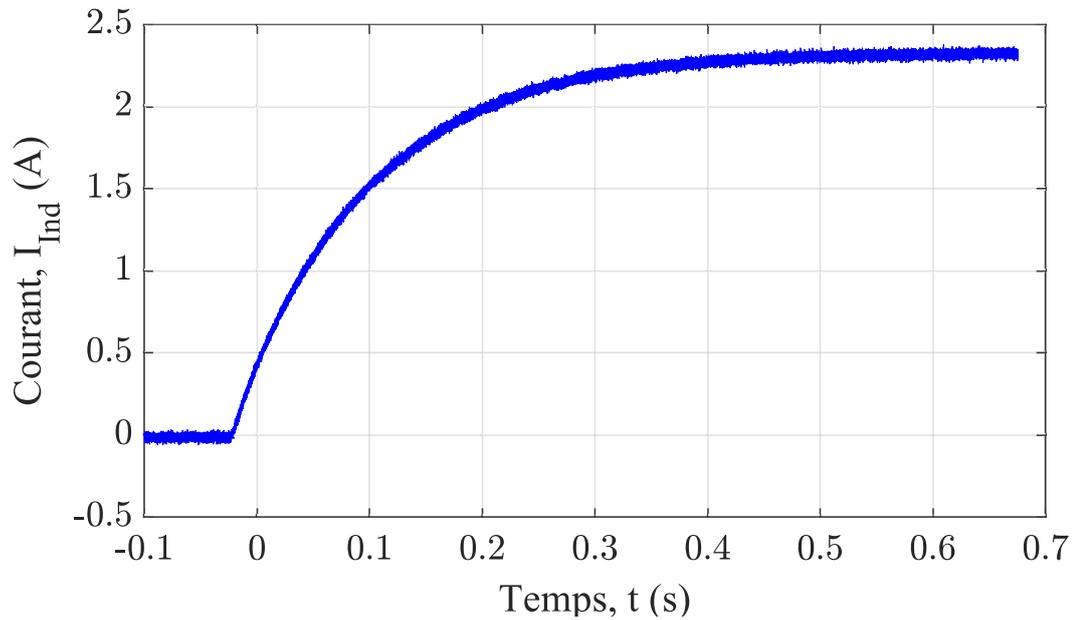


FIGURE 5.11 – Résultat expérimental visualisé sur l’oscilloscope du courant de l’inducteur pour générer le champ magnétique.

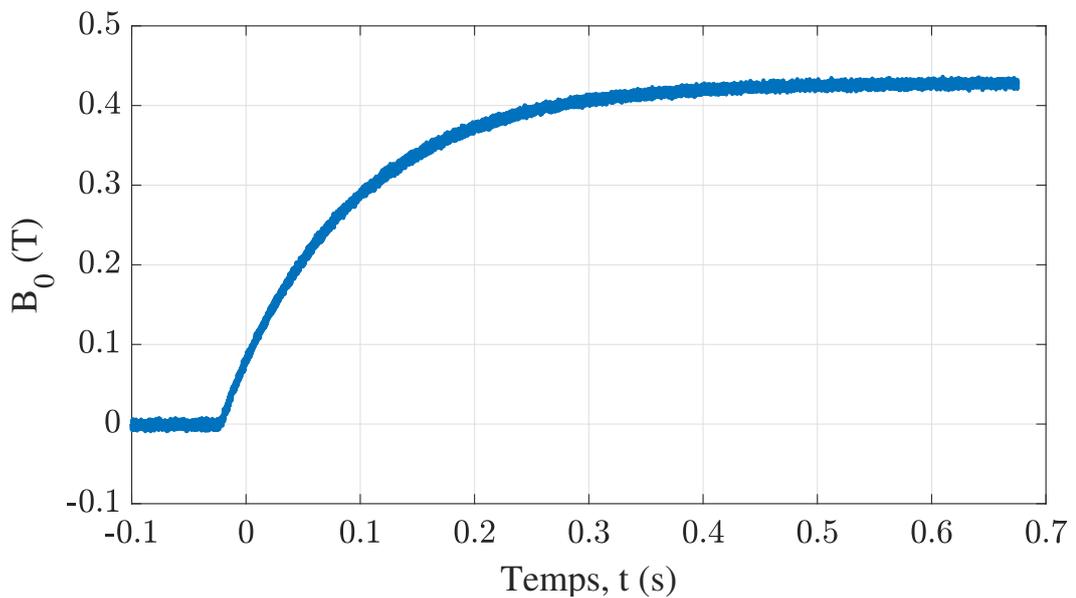


FIGURE 5.12 – Induction magnétique générée par l’inducteur et obtenue par simulation en appliquant le courant expérimental de l’inducteur à la caractéristique B-I.

supraconducteur. Pour cela, nous avons dérivé le courant de l’inducteur et l’avons multiplié par une mutuelle afin que la valeur maximale du terme $M \cdot dI/dt$ soit la même que le pic de la tension mesurée (voir figure 5.15). On obtient finalement la tension sans le terme $M \cdot d\phi/dt$ en soustrayant de la tension brute ce dernier terme. Une comparaison de la tension brute avec celle qui ne contient pas le $d\Phi/dt$ au niveau du ruban supraconducteur est présentée sur la figure 5.16.

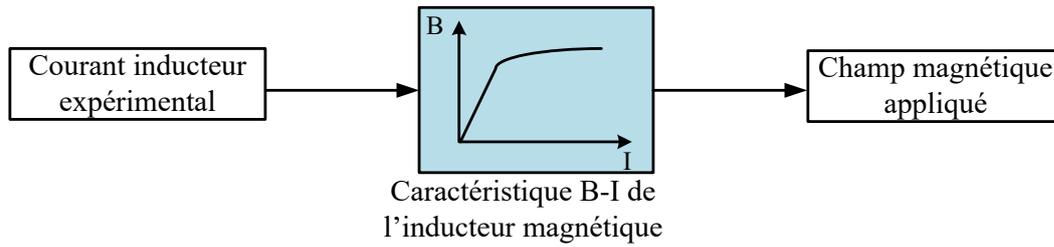


FIGURE 5.13 – Obtention du champ magnétique appliqué par l'inducteur à partir du courant expérimental.

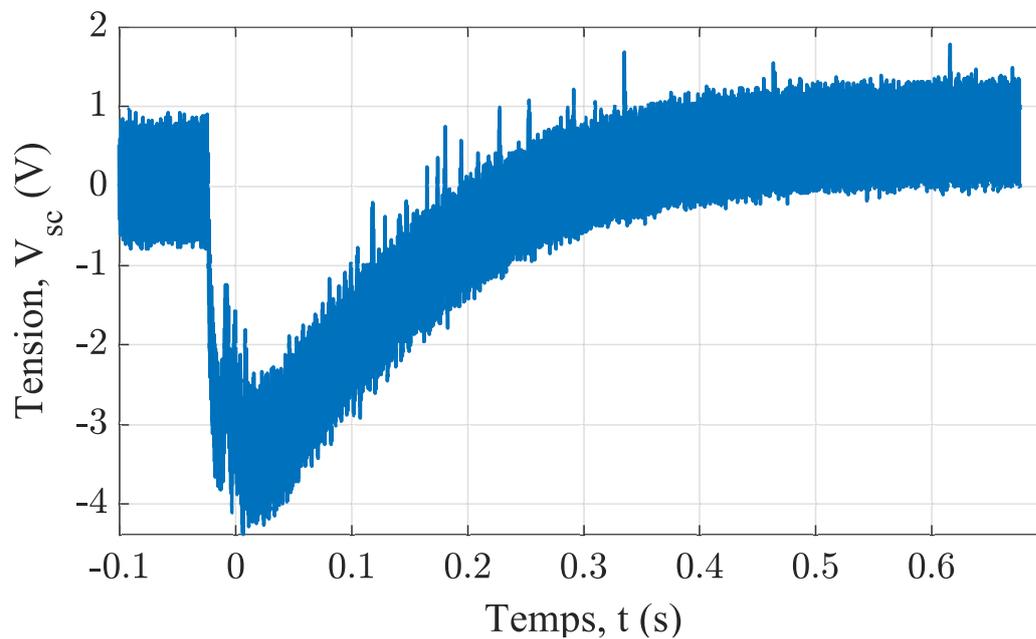


FIGURE 5.14 – Résultat expérimental visualisé sur l'oscilloscope de la tension au niveau du ruban supraconducteur. Un amplificateur avec un gain de 500 a été mis en série avec l'oscilloscope.

Un filtre à moyenne glissante à 5 points a été utilisé sur la tension sans le $d\Phi/dt$. On peut voir qu'en régime permanent les deux tensions se rejoignent tout en éliminant le pic dû à $d\Phi/dt$ lors des transitoires. La tension sans le $d\Phi/dt$ suit la forme du champ magnétique appliqué avec un retard dû à la faible valeur du champ au début du régime amorti d'échelon appliqué.

La figure 5.17 montre une comparaison de la tension aux bornes du supraconducteur expérimental et celle donnée par le modèle électrothermique $2D_{Y,Z}$ en appliquant le champ magnétique obtenu à partir de courant inducteur expérimentale (voir figure 5.13). Les deux tensions sont concordantes. La température de la couche de RE(BCO) simulée reste à 77 K (77,1 K) comme on peut le voir sur la figure 5.19. Il est à noter qu'il n'y a pas de perturbation sur le courant circulant dans le ruban supraconducteur au moment où on applique l'échelon de champ magnétique comme on peut le voir sur la figure 5.18.

Précisons également que ces résultats obtenus sont reproductibles et thermiquement stables,

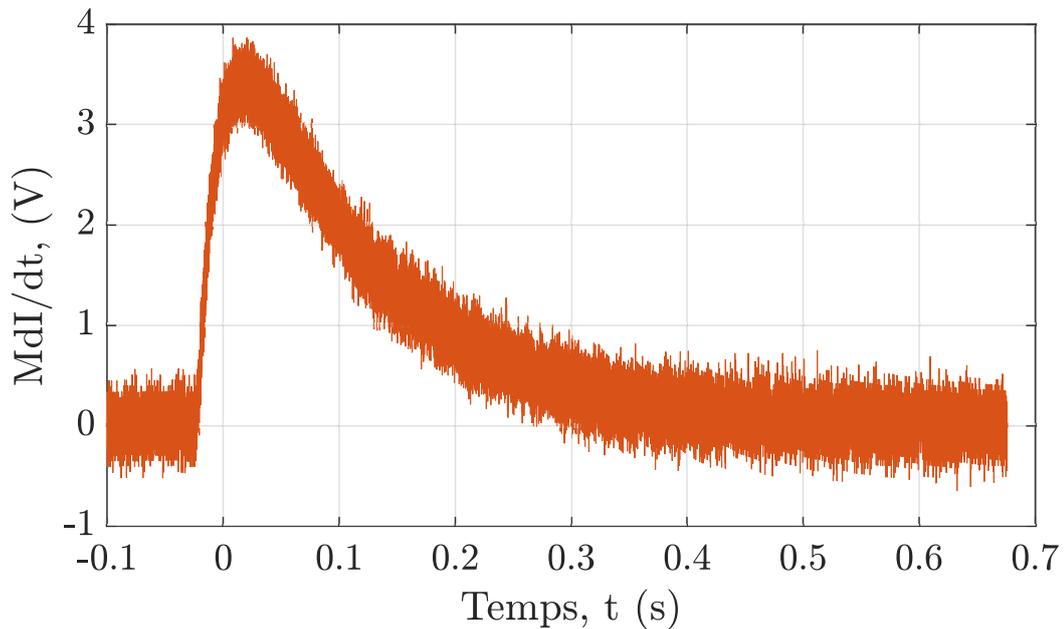


FIGURE 5.15 – Le terme $M \cdot d\phi/dt$ obtenu en dérivant le courant expérimental dans l'inducteur.

nous l'avons répété plusieurs fois sans identifier de problèmes liés à la mesure ou au comportement thermique du ruban. Ils montrent la possibilité de contrôler dynamiquement la résistance du ruban supraconducteur par un champ magnétique externe, en la faisant passer de zéro à une valeur maximale, puis revenir à zéro sans emballement thermique.

5.6.2 Ce qu'il faut retenir

Ces premiers essais nous ont permis de tirer plusieurs conclusions importantes sur la réponse dynamique du ruban supraconducteur à un champ magnétique externe :

- Il est possible de faire varier et de **mesurer dynamiquement** la résistance du ruban supraconducteur par un champ magnétique externe.
- En réponse dynamique, il est possible d'atteindre des **résistances par unité de longueur suffisamment grandes** pour permettre de stabiliser un réseau DC.
- Le ruban supraconducteur ne subit **pas d'emballement thermique** pour des résistances par unité de longueur en régime permanent qui sont inférieures à la valeur maximale mesurée en statique.
- Le transitoire de tension mesurée comprend un pic dû à $d\Phi/dt$ lors de l'application de l'échelon de courant. celui-ci **ne détruit pas le ruban** et sera un atout supplémentaire pour amortir le réseau pendant son régime transitoire.

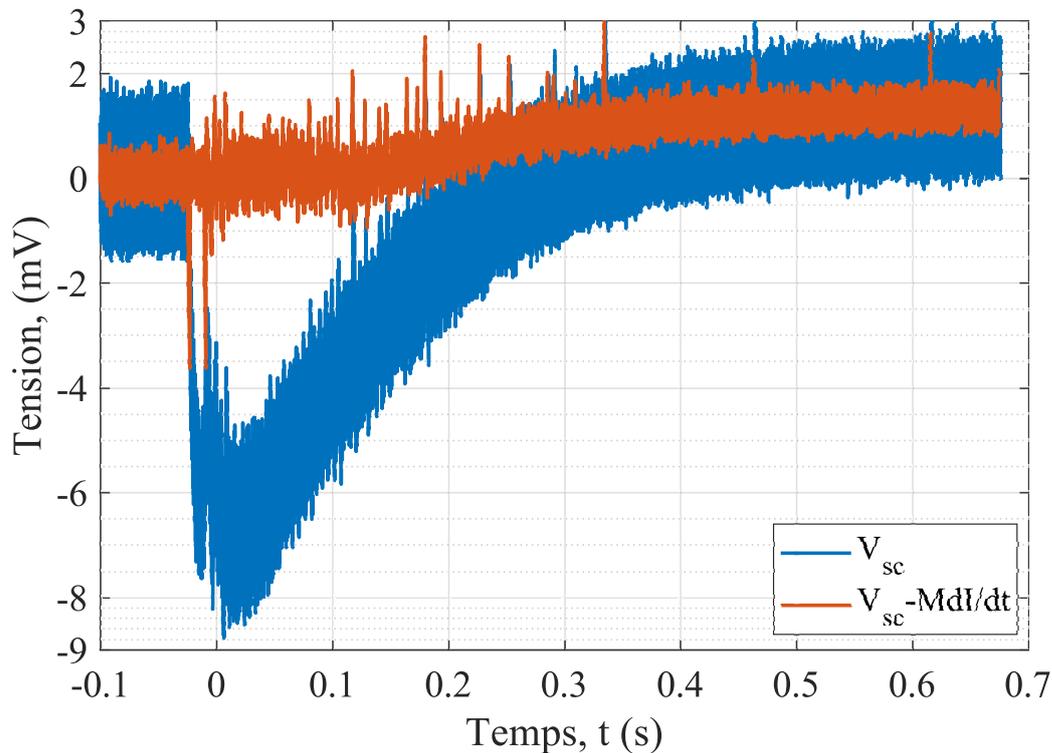


FIGURE 5.16 – Résultat expérimental de la tension brute et sans le $d\Phi/dt$ au niveau du ruban supraconducteur pour un échelon de courant appliqué à l'inducteur magnétique pour créer un champ magnétique maximal de 0,41 T (42 % I_c). Un filtre de moyenne glissante à 5 points a été utilisé sur la tension sans le terme $d\Phi/dt$.

5.6.3 Deuxième test : $I_{ruban} = 50$ A, $B_{max} = 0,513$ T

Un autre essai expérimental a été réalisé en maintenant 50 A dans le ruban supraconducteur mais en appliquant cette fois un créneau de champ magnétique plutôt qu'un échelon avec une valeur maximale supérieure à celle du premier essai de 0,513 T (40,1 % I_c). Ce choix est fait pour éviter de détruire le ruban en cas d'emballement thermique car nous sommes proches de la valeur de résistance par unité de longueur du ruban supraconducteur obtenue en la mesurant en statique (voir section 5.5.3). Cela nous permettra également de tester la possibilité de protéger le ruban en évitant l'emballement thermique par l'arrêt du champ magnétique appliqué. Comme mentionné dans le chapitre précédent, nous ne nous intéressons pas au front descendant du champ magnétique mais uniquement au front montant.

La figure 5.20 présente les résultats expérimentaux comparés à ceux obtenus par la simulation. Il est à noter que pour cet essai et pour le reste des essais expérimentaux, le même traitement a été effectué pour éliminer l'influence de $d\Phi/dt$ lors de l'application du champ magnétique. Les figures (a) et (b) représentent le courant inducteur expérimental appliqué à l'inducteur magnétique et son équivalent en champ magnétique obtenu par la simulation.

La tension au niveau du ruban supraconducteur est plus importante pour ce test où en régime permanent on mesure 3,47 mV pour 47 cm de longueur (figure 5.21). Cette valeur correspond à

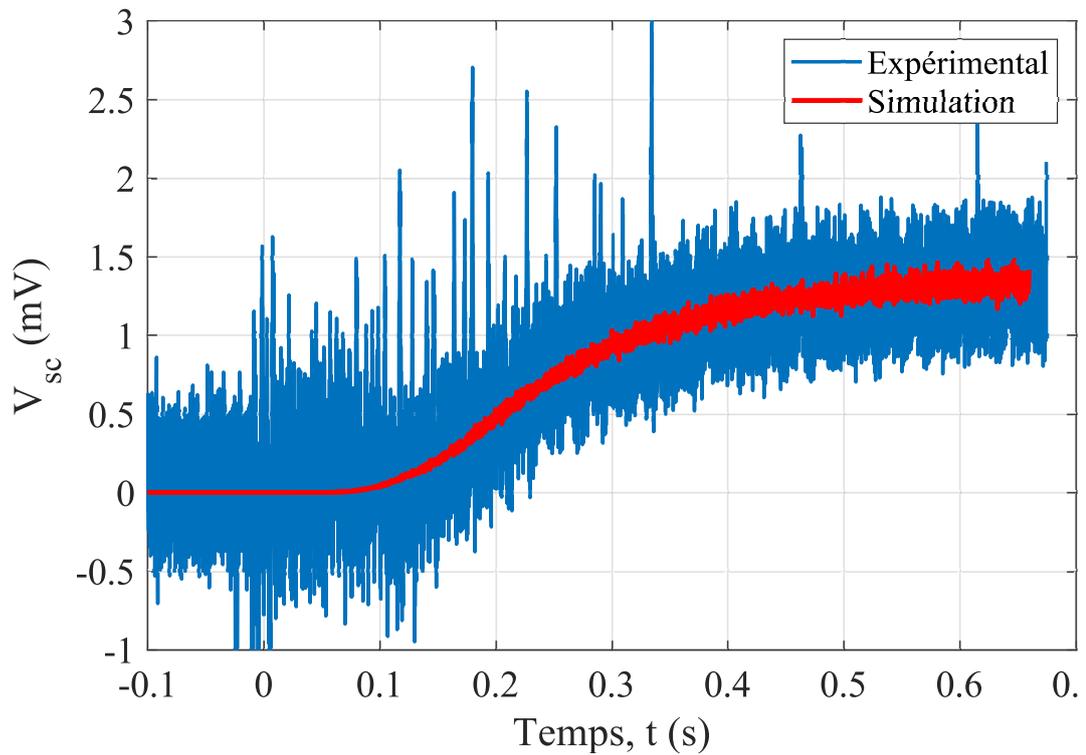


FIGURE 5.17 – Résultat expérimental et simulé de la tension au niveau du ruban supraconducteur pour un échelon de courant appliqué à l'inducteur magnétique afin de créer un champ magnétique maximal de 0,41 T (42 % I_c).

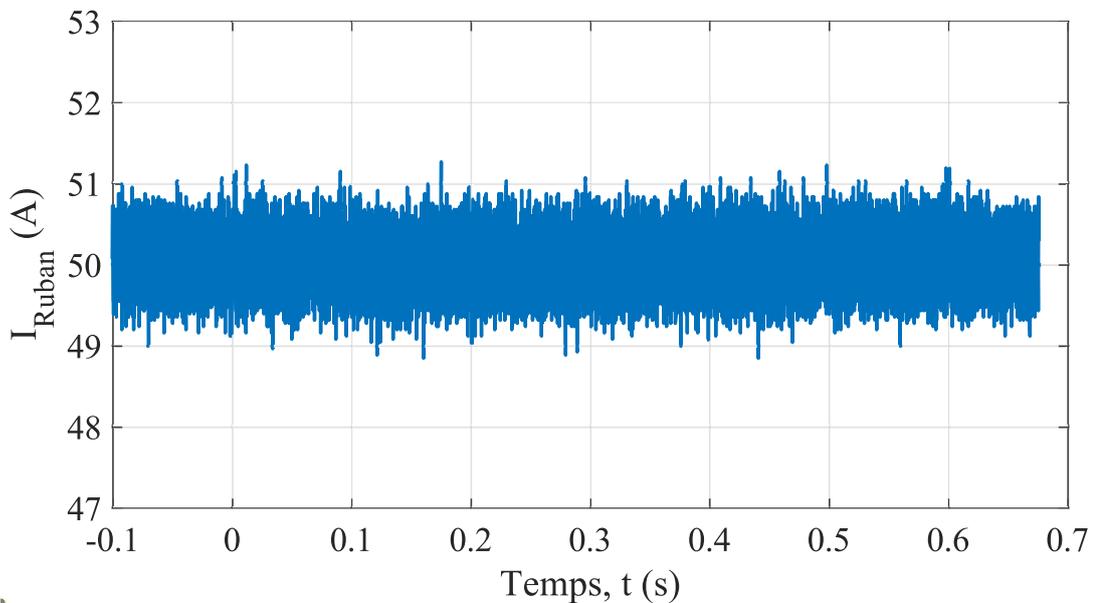


FIGURE 5.18 – Résultat expérimental visualisé sur l'oscilloscope du courant dans le ruban supraconducteur.

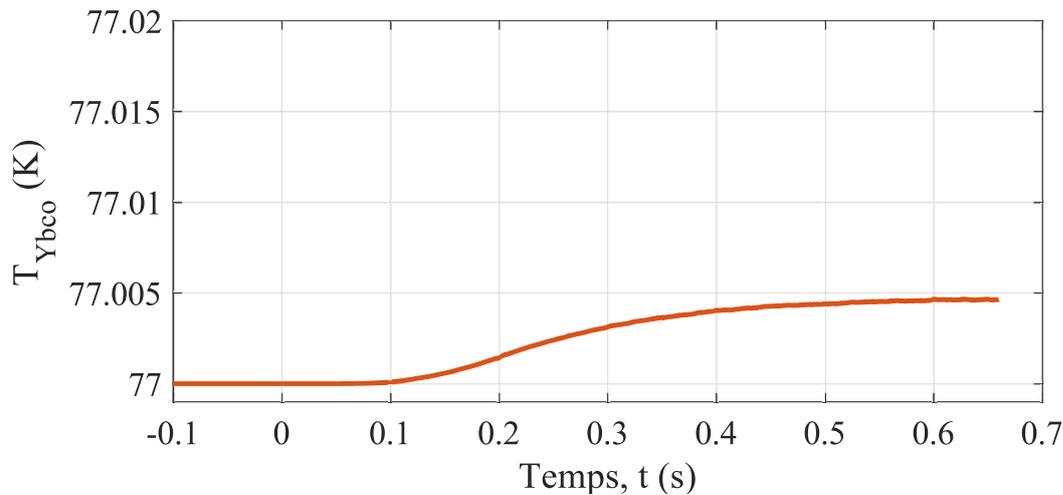


FIGURE 5.19 – Température du ruban supraconducteur donnée par la simulation pour un échelon de courant appliqué à l’inducteur magnétique afin de créer un champ magnétique maximal de 0,41 T (42 % I_c).

73,82 $\mu\text{V}/\text{cm}$ soit 2,2 fois la valeur maximale atteinte en mesure statique, et tout cela sans détruire le ruban. La tension obtenue par la simulation est cohérente avec le résultat expérimental et la température reste à la température de l’azote 77 K. Le constat concernant le courant électrique circulant dans le ruban supraconducteur est le même que celui fait lors du test précédent, il n’est pas perturbé lors de l’application du champ magnétique.

5.6.4 Ce qu’il faut retenir

Les résultats de ce second test montrent qu’en dynamique, il est possible d’avoir temporairement une résistance par unité de longueur du ruban supraconducteur importante ($2,2 \times 0,67 \mu\Omega/\text{cm}$) sans le détruire. Cette particularité ne peut être que bénéfique pour la méthode de stabilisation du réseau DC proposée ci-dessus. Elle permet de donner une marge de sécurité lors de la stabilisation du réseau en régime transitoire où la résistance du ruban est importante comme on peut le voir sur la figure 3.13 (f). De plus, elle peut être utilisée comme indicateur dans la boucle de contrôle avant la phase d’emballement thermique pour protéger le ruban supraconducteur. En effet, on peut intégrer dans la boucle de contrôle une limite maximale à ne pas dépasser de la résistance du ruban par unité de longueur, et ainsi intervenir et isoler le stabilisateur du réseau par l’ouverture d’un interrupteur placé en série avec celui-ci et la fermeture d’un autre placé en série avec une impédance shunt par exemple (voir figure 5.22).

5.6.5 Troisième test : $I_{ruban} = 51 \text{ A}$, $B_{max} = 0,513 \text{ T}$

Afin de voir jusqu’où le ruban peut tenir en dynamique devant un emballement thermique, nous avons fait un troisième test en augmentant le courant dans le supraconducteur à 51 A pour accroître la tension mesurée aux bornes du ruban et favoriser l’emballement thermique. Ceci

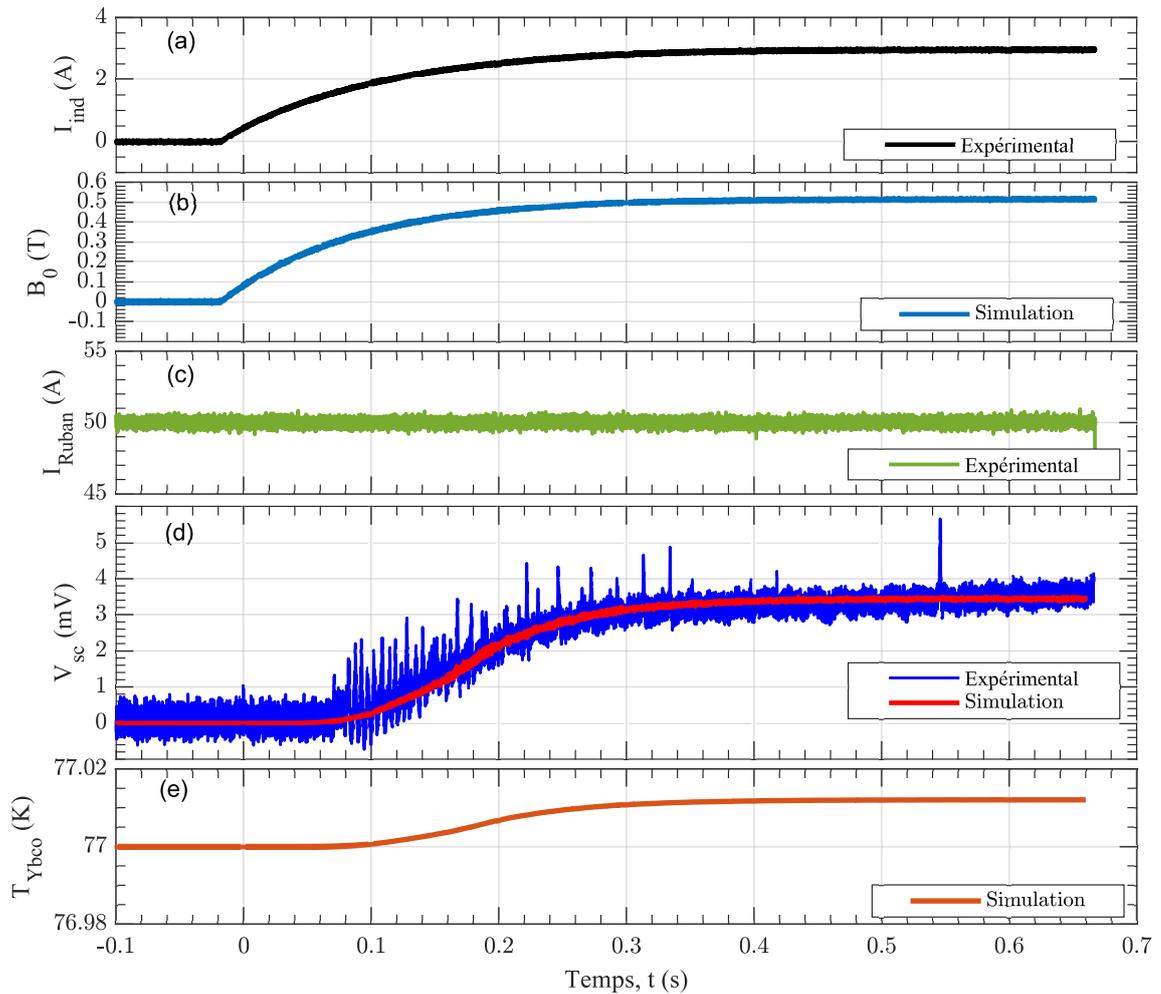


FIGURE 5.20 – Résultats expérimentaux et simulés pour un échelon de courant appliqué à l’inducteur magnétique pour créer un champ magnétique maximal de 0.513 T (40.1 % I_c) perpendiculaire au ruban. Un courant constant de 50 A est injecté dans le ruban supraconducteur.

nous permettra de tester la possibilité d’empêcher l’emballement thermique et la destruction du ruban supraconducteur en neutralisant le champ magnétique appliqué. La figure 5.23 montre les résultats obtenus.

Sur la figure 5.24 nous pouvons voir qu’il y a une différence de tension aux bornes du ruban entre les résultats expérimentaux et la simulation. En effet, nous pouvons clairement identifier sur le résultat expérimental le début de l’emballement thermique mais sans détruire le ruban en éliminant le champ magnétique appliqué. La tension a atteint une valeur maximale de 128 $\mu\text{V}/\text{cm}$, soit 3,77 fois plus que celle mesurée en statique et 128 fois la tension critique. Tout ceci sans détruire le ruban supraconducteur.

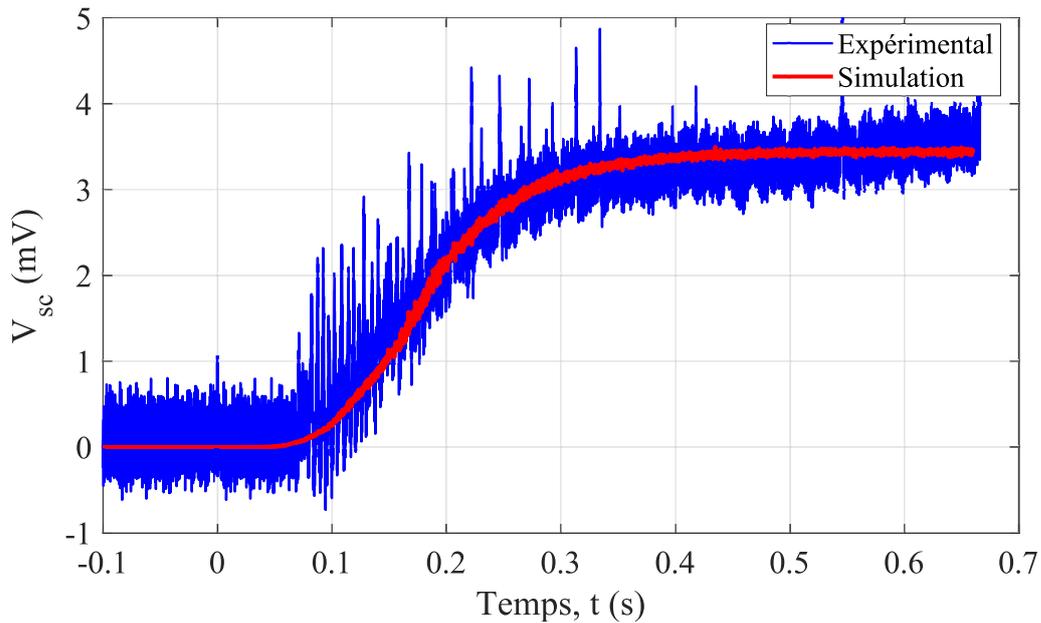


FIGURE 5.21 – Résultat expérimental et simulé de la tension aux bornes du ruban supraconducteur pour un échelon de courant appliqué à l'inducteur magnétique afin de créer un champ magnétique maximal de 0,513 T (40,1 % I_c). Un courant constant de 50 A est injecté dans le ruban supraconducteur.

5.6.6 Ce qu'il faut retenir

Ce test montre, comme il a été mentionné auparavant, que nous pouvons protéger le stabilisateur en le déconnectant du réseau et en éliminant le champ magnétique appliqué. Lors de ce test nous avons 850 ms pour agir et déconnecter le stabilisateur du réseau.

La tension donnée par la simulation suit au début la tension expérimentale et à la fin elle ne diverge pas thermiquement. Ceci montre les limites de la modélisation et de la simulation, surtout lorsqu'il s'agit d'échanges entre le ruban supraconducteur et l'azote. En effet, contrairement aux essais précédents où la résistance du ruban n'est modifiée que par le champ magnétique appliqué (la température reste quasiment à 77 K), dans ce cas, la résistance du ruban est modifiée par le champ appliqué et aussi par l'augmentation de la température. Ceci montre que le modèle demeure fiable uniquement lorsqu'il n'y a pas d'augmentation de température, c'est-à-dire dans des conditions adiabatiques, sans échange avec l'azote.

5.7 Emballlement thermique du ruban supraconducteur

Afin de tester à nouveau la tenue thermique du ruban supraconducteur, nous avons refait le même test que précédemment mais en augmentant légèrement le courant dans le ruban supraconducteur à 51,5 A afin d'avoir une tension plus élevée, donc un emballlement thermique plus importante.

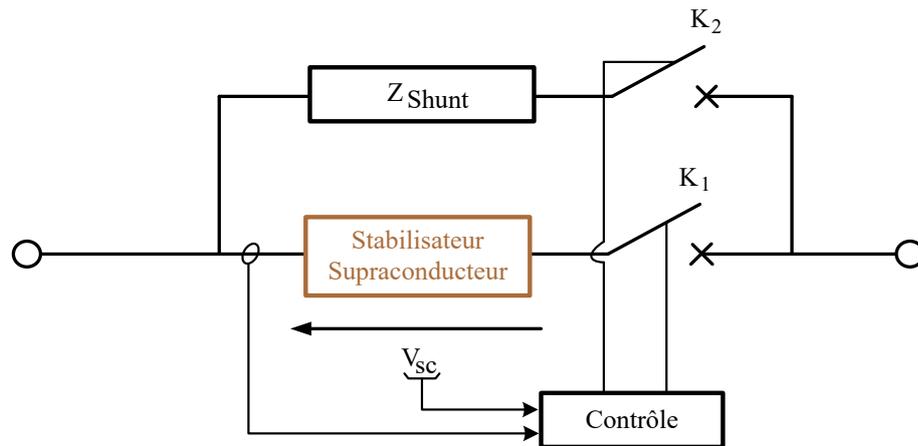


FIGURE 5.22 – Structure du stabilisateur supraconducteur avec son impédance shunt. Avec des coordinations adaptées fournies par le contrôleur, les interrupteurs K1 et K2 peuvent être utilisés pour déconnecter le stabilisateur pendant la phase de dérive thermique pour le protéger et lui permettre de récupérer plus rapidement son état supraconducteur.

La figure 5.25 montre la tension expérimentale obtenue aux bornes du ruban supraconducteur lorsque le ruban est détruit. Cette fois-ci, le ruban est détruit avant que le champ magnétique ne soit remis à zéro (front descendant). En effet, sur cette figure, on peut clairement voir l’emballement thermique à l’instant $t = 0.91$ s où la tension passe de 7.2 mV à 13.5 mV en 30 ms. Après $t = 0.94$ s, la tension reste constante grâce à l’effet de la protection de l’alimentation du ruban supraconducteur où la tension est limitée à une valeur qui ne doit pas être dépassée.

L’emballement thermique du ruban supraconducteur se traduit par une augmentation de sa résistance. Cette augmentation de la résistance avec la tension constante due à la protection de l’alimentation électrique induit une diminution du courant traversant le ruban supraconducteur comme on peut le voir sur la figure 5.25.

La forme de la résistance du ruban supraconducteur est présentée à la figure 5.26. Après l’application de l’échelon de champ magnétique, elle commence à augmenter jusqu’au point où l’emballement thermique est soudain. La résistance passe de 1Ω à $1,8 \Omega$ en 30 ms. En raison de la limitation de tension de l’alimentation du ruban supraconducteur, l’augmentation de la résistance s’atténue pour continuer à augmenter suite à la hausse de la température.

Pour la simulation, le ruban est détruit avec le même champ magnétique appliqué à 106,7 A. Les résultats de la simulation sont présentés aux figures 5.27, 5.28 et 5.29, où l’on voit la tension diverger en raison de l’augmentation de la température. Du fait de cette augmentation de température, le courant transite directement de la couche de (RE)BCO vers les autres couches, notamment les couches d’argent (supérieure et inférieure).

Ces résultats montrent la nécessité d’intégrer dans la boucle de contrôle une limite de tension à ne pas dépasser pour protéger le ruban et ne pas faire confiance à la simulation au-delà, par exemple, de 2,2 fois la valeur maximale obtenue par la mesure statique.

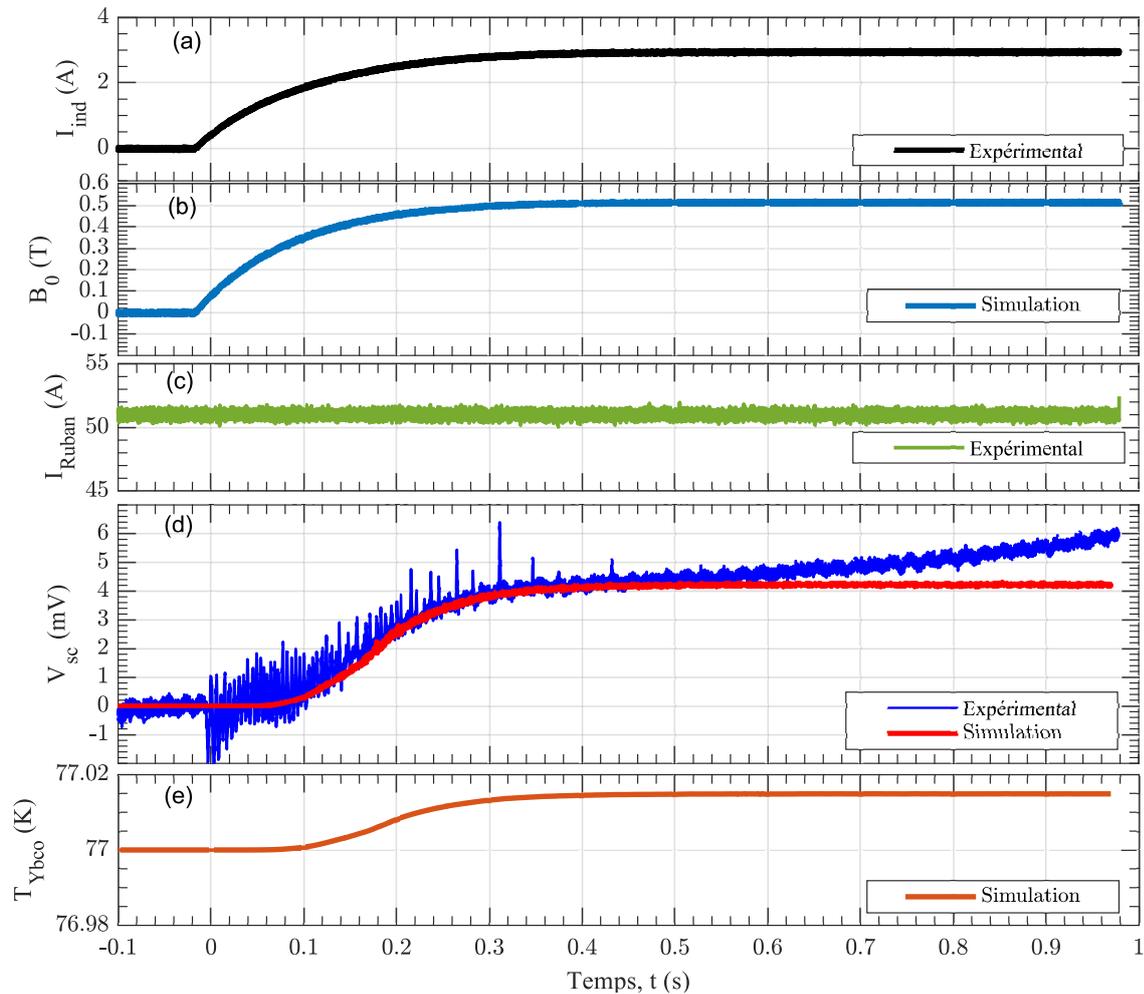


FIGURE 5.23 – Résultats expérimentaux et simulés pour un échelon de courant appliqué à l’inducteur magnétique pour créer un champ magnétique maximal de 0,513 T perpendiculaire au ruban. Un courant constant de 51 A est injecté dans le ruban supraconducteur.

5.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons réalisé des tests expérimentaux pour caractériser un ruban supraconducteur du fabricant *Superpower*® et FURUKAWA ELECTRIC GROUP de type SF4050-AP et pour valider le principe de la méthode de stabilisation du réseau DC présentée dans le troisième chapitre. En effet, nous avons commencé par présenter l’architecture du ruban utilisé et ses différentes dimensions. Les différentes étapes pour souder les prises de potentiel et déposer le ruban dans l’inducteur ont été détaillées.

Avant de procéder à la vérification de la réponse dynamique du ruban supraconducteur sous un champ magnétique, nous avons commencé par le caractériser en statique (DC). Nous avons commencé par déterminer la valeur du le courant critique, l’exposant n de la loi de puissance et la dépendance du courant critique au champ magnétique externe appliqué perpendiculairement.

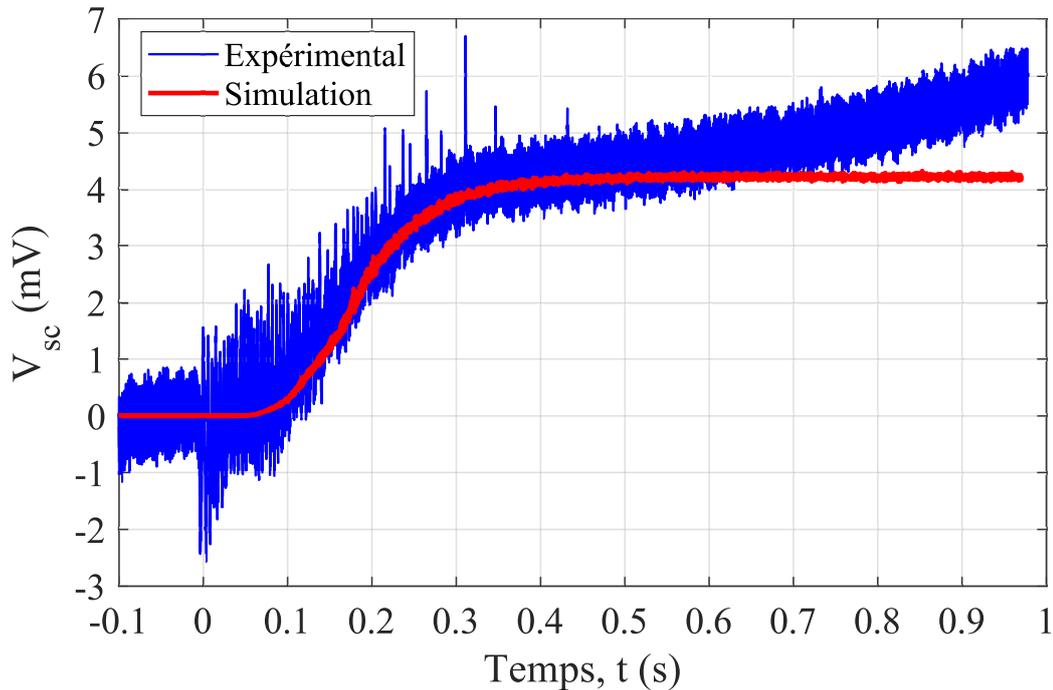


FIGURE 5.24 – Résultat expérimental et simulé de la tension aux bornes du ruban supraconducteur pour un échelon de courant appliqué à l'inducteur magnétique afin de créer un champ magnétique maximal de 0,513 T (40,1 % I_c). Un courant constant de 51 A est injecté dans le ruban supraconducteur.

Pour cette dernière, plusieurs points expérimentaux ont été effectués en fixant à chaque fois le champ magnétique appliqué entre 0 T et 0,52 T par l'inducteur magnétique et en faisant varier le courant dans le ruban et mesurer la tension à ses bornes.

Une autre caractéristique importante sur le ruban supraconducteur a été déterminée. Il s'agit de la résistance par unité de longueur du ruban supraconducteur pour évaluer sa valeur maximale et la comparer à celle obtenue par la simulation. Pour ce faire, nous avons déterminé la courbe $E = f(B)$ pour différentes valeurs de courant dans le ruban supraconducteur et en avons déduit la caractéristique $R = f(B)$. La valeur expérimentale maximale qui peut être atteinte sans emballement thermique est 1,9 fois supérieure à celle donnée par la simulation.

Ensuite, des tests ont été réalisés pour faire varier dynamiquement et mesurer la résistance du ruban supraconducteur par l'application d'un champ magnétique externe généré par l'inducteur magnétique. Les deux premiers tests ont validé la possibilité de mesurer dynamiquement la tension aux bornes du ruban supraconducteur. Cette tension suit la forme du champ magnétique appliqué et peut atteindre des valeurs significatives, à savoir 2,2 fois plus que la valeur maximale atteinte en mesure statique sans avoir d'emballements thermiques. Ces résultats montrent qu'en mode dynamique, il est possible d'avoir temporairement une résistance élevée par unité de longueur sans détruire le ruban supraconducteur. Cet avantage permet de donner une marge de sécurité en transitoire lors de la stabilisation du réseau DC. De plus, il peut être utilisé comme indicateur dans la boucle de contrôle de la méthode de stabilisation pour déconnecter le stabili-

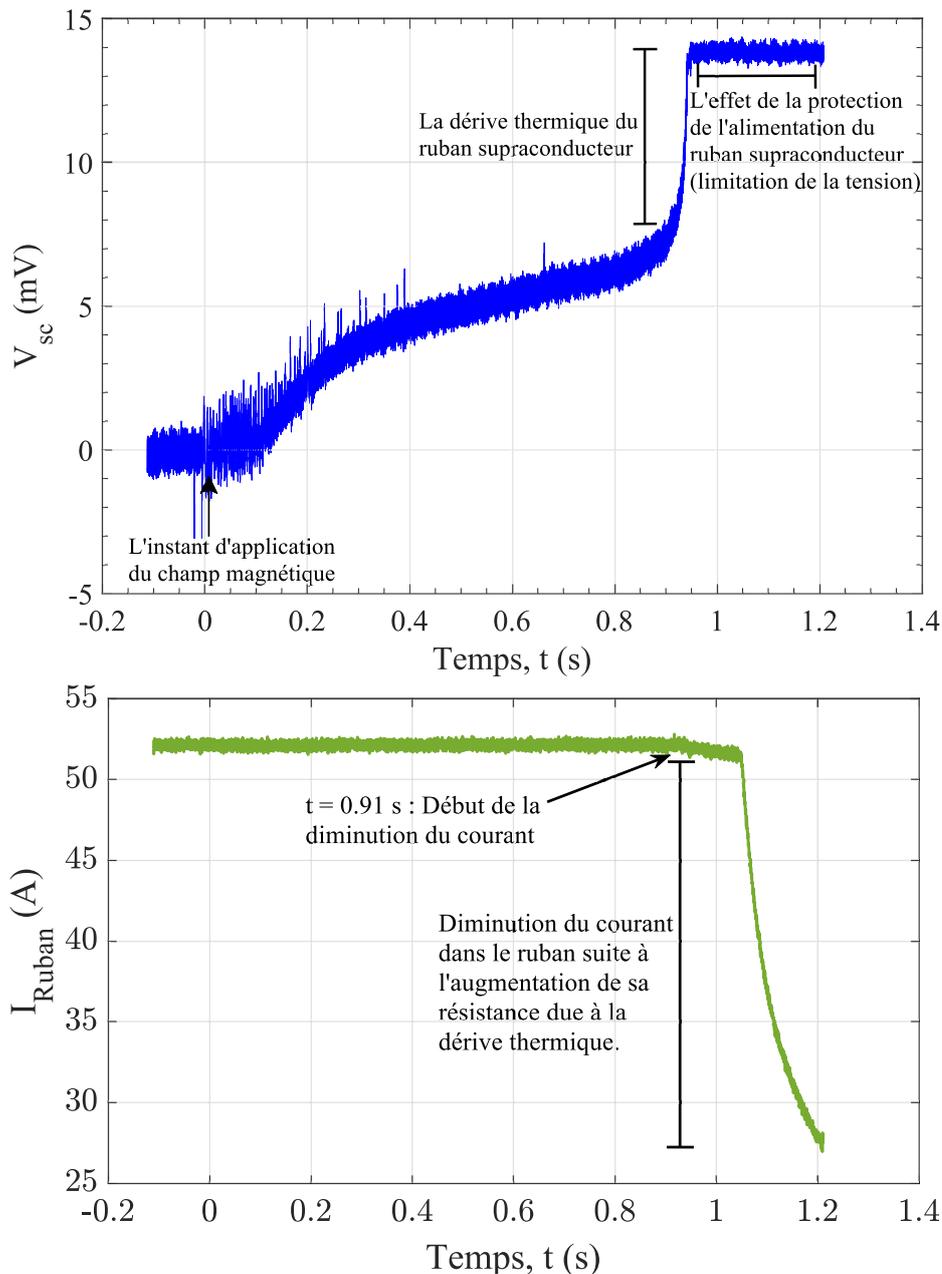


FIGURE 5.25 – Tension et courant expérimentaux du ruban supraconducteur détruit après avoir appliqué un échelon de courant à l'inducteur magnétique pour créer un champ magnétique maximal de 0,513 T perpendiculaire en l'alimentant avec un courant de 51,5 A.

sateur du réseau avant sa destruction. Il est à noter que les résultats de la simulation suivent ceux donnés par les deux tests expérimentaux.

Le troisième test nous a montré qu'il est possible d'éviter l'emballement thermique en éliminant le champ magnétique externe appliqué et en protégeant le ruban supraconducteur. La résistance par unité de longueur peut atteindre 3,77 fois celle mesurée en statique sans détruire le ruban. Par contre, la tension donnée par la simulation ne diverge pas thermiquement, ce qui

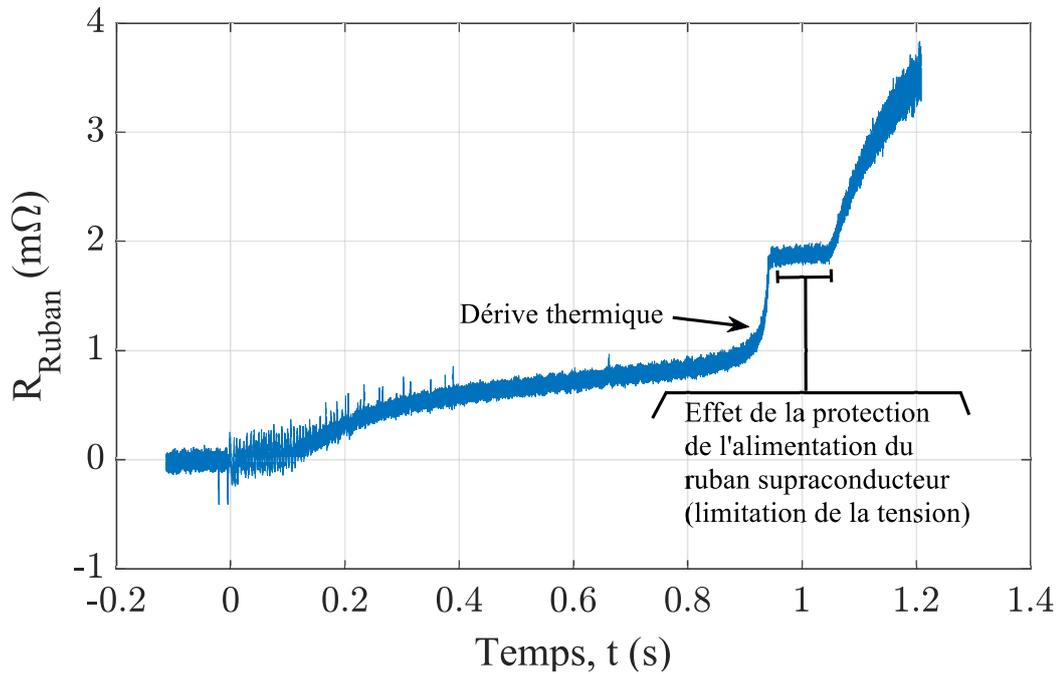


FIGURE 5.26 – Résistance expérimentale du ruban supraconducteur détruit après avoir appliqué un échelon de courant à l'inducteur magnétique pour créer un champ magnétique maximal de 0,513 T perpendiculaire en l'alimentant avec un courant de 51,5 A.

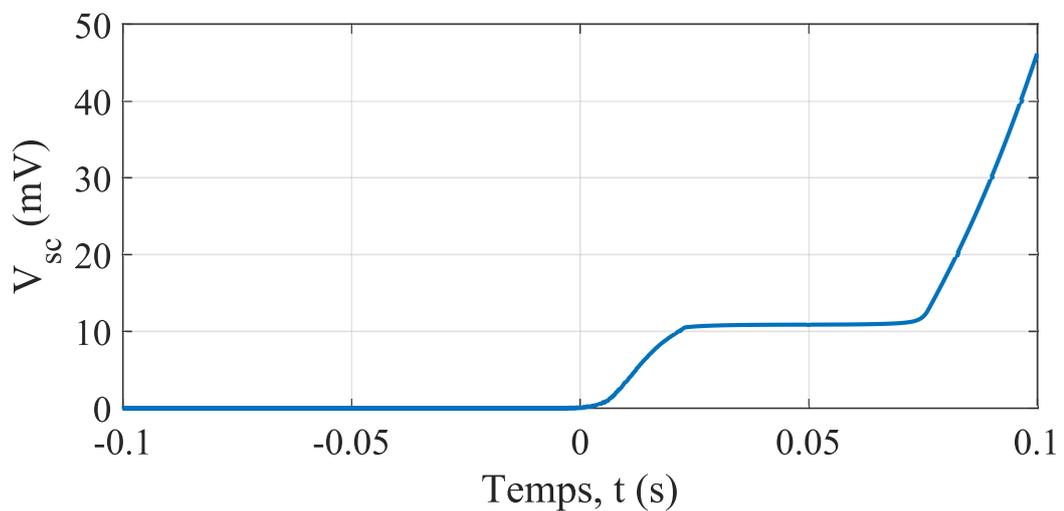


FIGURE 5.27 – Tension obtenue par la simulation pour un ruban détruit après avoir appliqué un échelon de courant à l'inducteur magnétique pour créer un champ magnétique maximal de 0,513 T perpendiculaire en l'alimentant avec un courant de 106,7 A.

montre la limite de la modélisation lorsqu'il s'agit d'une simulation non adiabatique où la résistance par unité de longueur est importante, à savoir celles qui est trop grande par rapport à celle mesurée en statique.

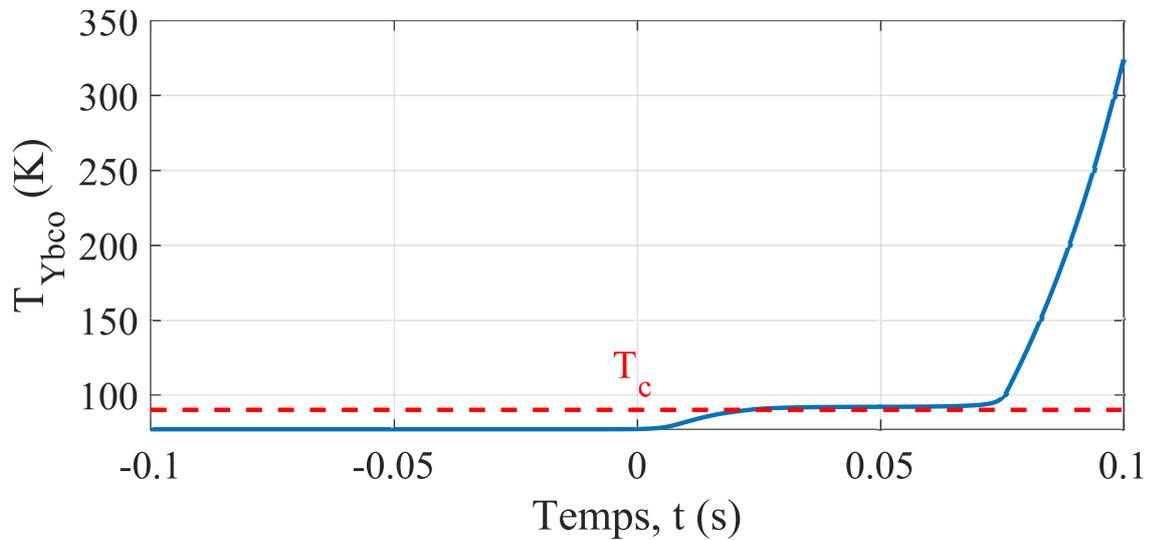


FIGURE 5.28 – Température de la couche de RE(BCO) donnée par la simulation pour un ruban juste avant sa destruction après avoir appliqué un échelon de courant à l'inducteur magnétique pour créer un champ magnétique maximal de 0,513 T perpendiculaire en l'alimentant avec un courant de 106,7 A.

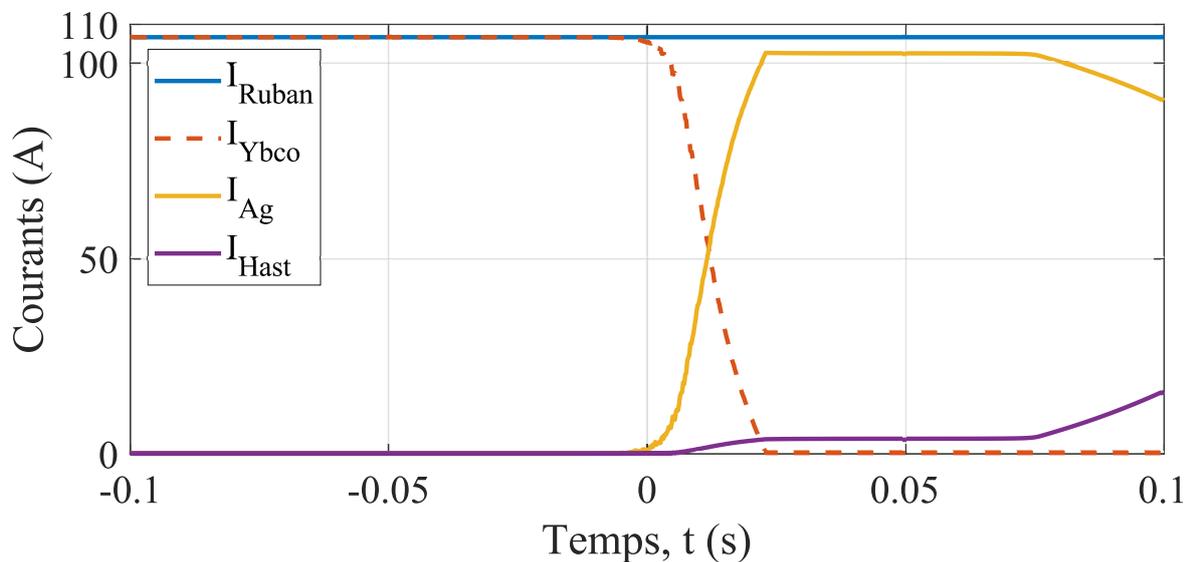


FIGURE 5.29 – Courants circulant dans les différentes couches obtenus par simulation pour un ruban détruit après avoir appliqué un échelon de courant à l'inducteur magnétique pour créer un champ magnétique maximal de 0,513 T perpendiculaire en l'alimentant avec un courant de 106,7 A.

Enfin, le dernier essai nous a montré les résultats expérimentaux lors de la destruction du

ruban où après avoir atteint une résistance par unité de longueur 4,55 fois supérieure à celle mesurée en statique. Un emballement thermique a détruit le ruban. Ces résultats montrent la nécessité d'intégrer dans la boucle de contrôle une tension limite afin de déconnecter le stabilisateur supraconducteur doit être déconnecté du réseau.

Conclusion générale

L'objectif principal de cette thèse était de développer et d'étudier une nouvelle méthode de stabilisation pour les réseaux DC embarqués. Le contrôle d'un dispositif supraconducteur par un champ magnétique externe nous a offert une nouvelle perspective pour surmonter ce problème. La méthode garantit la stabilité du réseau avec une marge significative sans détruire le ruban supraconducteur.

Dans le chapitre 2, nous avons détaillé le développement d'un modèle aux différences finies du ruban supraconducteur dans un logiciel de simulation open source OpenModelica. Le modèle prend en compte les phénomènes électriques et thermiques dans la longueur et l'épaisseur du ruban supraconducteur (modèle 2D) et considère la dépendance de la densité de courant critique au champ magnétique externe. Les résultats donnés lors de la validation du modèle montrent la nécessité de considérer la diffusion de la chaleur dans l'épaisseur et la longueur du ruban supraconducteur pour pouvoir étudier l'inhomogénéité du courant critique des rubans supraconducteurs ou la présence de points chauds. En effet, dans le cas où le courant critique est inhomogène, la vitesse de propagation de la chaleur dans la longueur du ruban du modèle homogène est lente par rapport au modèle $2D_{(Y,Z)}$.

La possibilité d'importer le modèle dans d'autres logiciels compatibles avec le concept FMI nous offre un grand avantage et simplifiera considérablement l'intégration du modèle dans des systèmes complexes (réseaux, électronique de puissance, machines électriques, contrôle...). En effet, l'intégration du modèle supraconducteur dans des systèmes complexes sera définie comme un assemblage d'un grand nombre d'entités (sous-systèmes). Le développement de ces entités peut être partagé, c'est-à-dire réparti entre différentes équipes et/ou fournisseurs externes, chacun dans son domaine et avec ses propres outils. Chaque participant développe une solution partielle au système global, qui doit être intégrée à toutes les autres solutions partielles par co-simulation ou échange de modèles.

Dans ce chapitre 3, nous avons réussi à déterminer une nouvelle équation analytique permettant de séparer les régions de stabilité des réseaux DC avec un stabilisateur supraconducteur. Cette équation dépend des paramètres du réseau et également des paramètres du ruban supraconducteur, ce qui permet de dimensionner un stabilisateur supraconducteur.

La nouvelle méthode de stabilisation présentée dans cette thèse est principalement basée sur cette équation de stabilité. Cette dernière nous permet de déterminer, pour une puissance donnée, la valeur du courant critique nécessaire à la stabilisation du réseau. Ainsi, le champ magnétique à appliquer pour avoir ce courant critique pourra être déterminé. Cette méthode est un hybride entre les méthodes passive et active puisqu'elle utilise les propriétés intrinsèques

des supraconducteurs qui deviennent résistifs sous certaines conditions et aussi la possibilité de contrôler cette résistance par un champ magnétique externe. Elle a l'avantage d'être invisible (pas de pertes Joule) lorsque la puissance de la charge est inférieure à $P_{CPL_{max}}$ par rapport aux méthodes passives, et elle couvre une grande marge de stabilité. De plus, elle ne nécessite aucune modification de la commande comme le proposent les méthodes actives, ni de la charge CPL, ni du bus DC, qui ne sont pas toujours accessibles, complexes et diminuent la fiabilité et l'efficacité qui sont deux paramètres importants.

Les simulations réalisées lors de l'étude de cette méthode nous ont également permis de montrer qu'en contrôlant un stabilisateur supraconducteur par un champ magnétique externe, la stabilité d'un réseau DC peut être garantie sans augmenter la température du ruban (très faible 77,2 K). Cette faible augmentation de température nous permet de simplifier le modèle en éliminant sa partie thermique. En effet, puisque la température reste à 77 K (maximum 77,2 K), il n'y a pas de diffusion de chaleur et les propriétés électriques et thermiques des matériaux constituant le ruban deviennent constantes. Ainsi, le modèle électrothermique sera réduit à un modèle électrique sans sacrifier la précision, ce qui réduit considérablement le temps de calcul. D'autre part, les simulations ont montré qu'il est toujours préférable de prendre un ruban avec un grand courant critique et de le contrôler par le champ externe pour avoir une grande marge de stabilité.

La méthode de stabilisation proposée pourrait être mise en oeuvre dans un avion fonctionnant à l'hydrogène. En effet, l'hydrogène liquide (LH2, 20 K) pourrait alors être utilisé comme réfrigérant indirect pour le stabilisateur refroidi à l'azote. Pour une meilleure intégration, les travaux futurs pourraient se concentrer sur un dispositif entièrement refroidi par LH2.

Dans le chapitre 4 et afin de valider expérimentalement le principe de la nouvelle méthode proposée, le dimensionnement, la conception et la caractérisation d'un inducteur magnétique pour créer un champ magnétique variable ont été réalisés. L'inducteur magnétique a une structure de noyau de fer avec 3 colonnes pour créer un champ perpendiculaire au ruban. Un support réalisé par impression 3D a été utilisé pour le maintenir mécaniquement. Cet inducteur permet de générer une induction magnétique maximale de 0,57 mT. À 77 K, l'induction magnétique de saturation des ferrites augmente de 35 % en les immergeant dans l'azote. L'utilisation d'un tel inducteur magnétique dans la méthode proposée peut constituer un obstacle en termes de poids, notamment pour les applications aéronautiques. Néanmoins, l'utilisation d'un inducteur en supraconducteur pourrait être une solution prometteuse pour obtenir un système plus compact et plus léger.

Dans le chapitre 5, plusieurs tests expérimentaux ont été réalisés sur un ruban supraconducteur afin de valider le principe de la méthode proposée. Après avoir caractérisé le ruban, un test en statique pour mesurer la résistance par unité de longueur du ruban a été réalisé. Ce test nous a permis de montrer qu'en appliquant un champ magnétique sur un ruban, on peut atteindre une résistance par unité de longueur suffisante pour permettre de stabiliser un réseau DC. Les essais réalisés en dynamique nous ont permis de tirer plusieurs conclusions, à savoir :

1. La possibilité d'atteindre des résistances par unité de longueur suffisamment importantes pour permettre de stabiliser un réseau DC.
2. L'absence d'emballement thermique pour des résistances par unité de longueur en régime permanent qui sont inférieures à la valeur maximale mesurée en statique.

3. La possibilité d'avoir temporairement une résistance par unité de longueur du ruban supraconducteur importante sans détruire le ruban.
4. La limite du modèle lorsqu'il s'agit d'une simulation non-adiabatique.

Il reste beaucoup à faire. Parmi les travaux futurs qu'il serait utile de développer, j'en mettrais 2 en évidence :

1. Étude de l'inhomogénéité du courant critique le long du ruban supraconducteur ainsi que de l'inhomogénéité de l'entrefer de l'inducteur magnétique. Le courant critique du ruban supraconducteur et l'entrefer de l'inducteur magnétique sont inhomogènes dans la longueur ce qui peut poser un problème lors de l'application du champ magnétique. En effet, il y a un risque d'avoir un point chaud dans la longueur du ruban à un endroit où le courant critique et/ou l'entrefer sont faibles.
2. Validation de la méthode sur un réseau DC complet composé d'une alimentation, d'un filtre d'entrée et une CPL. En effet, une validation expérimentale de la méthode proposée est nécessaire pour tester sa robustesse. Ceci peut être réalisé dans notre laboratoire en dimensionnant et fabriquant le flyback et en intégrant la partie commande dans un dSPACE.

Ce sujet, par essence multidisciplinaire, nous aura permis de :

1. Développer une méthodologie de dimensionnement d'un dispositif supraconducteur.
2. Développer une méthodologie de stabilisation des réseaux DC.
3. Être former à la co-simulation des systèmes complexes.
4. Construire une maquettes qui permet de vérifier certains éléments de modélisation.

Nous espérons que ces résultats et les méthodologies développées seront utiles à la communauté de la recherche dans le domaine des applications supraconductrices et au-delà.

Bibliographie

- [1] Core writing team, r.k. pachauri and l.a. meyer (eds.), climate change 2014 : Synthesis report. contribution of working groups i, ii and iii to the fifth assessment report of the intergovernmental panel on climate change. ipcc, geneva, switzerland, 151 pp.
- [2] Organisation météorologique mondiale (omm), de nouvelles prévisions climatologiques des températures mondiales pour les cinq prochaines années, 8 juillet 2020.
- [3] Available [online] : European environment agency : Greenhouse gas emissions from transport in europe. <https://www.eea.europa.eu/data-and-maps/indicators/transport-emissions-of-greenhouse-gases/transport-emissions-of-greenhouse-gases-12>.
- [4] Adoption of the paris agreement, united nations, geneva, switzerland, fccc/cp/2015/l.9/rev.1, dec. 2015.
- [5] P Mock. Co2 emission standards for passenger cars and light-commercial vehicles in the european union. *International Council on Clean Transportation, Washington, DC, USA*, 2019.
- [6] Europarl. [online]. <https://www.europarl.europa.eu/>.
- [7] Ali Emadi, Young Joo Lee, and Kaushik Rajashekara. Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 55(6) :2237–2245, 2008.
- [8] Fuad Un-Noor, Sanjeevikumar Padmanaban, Lucian Mihet-Popa, Mohammad Nurunnabi Mollah, and Eklas Hossain. A comprehensive study of key electric vehicle (ev) components, technologies, challenges, impacts, and future direction of development. *Energies*, 10(8) :1217, 2017.
- [9] Berker Bilgin, Pierre Magne, Pawel Malysz, Yinye Yang, Vera Pantelic, Matthias Preindl, Alexandre Korobkine, Weisheng Jiang, Mark Lawford, and Ali Emadi. Making the case for electrified transportation. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 1(1) :4–17, 2015.
- [10] Scott Cash, Quan Zhou, Oluremi Olatunbosun, Hongming Xu, Sean Davis, and Robin Shaw. Development of a series hybrid electric aircraft pushback vehicle : a case study. *Engineering*, 11(1) :33–47, 2019.
- [11] JA Rosero, JA Ortega, E Aldabas, and LARL Romeral. Moving towards a more electric aircraft. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 22(3) :3–9, 2007.
- [12] Xavier Roboam, Bruno Sareni, and Andre De Andrade. More electricity in the air : Toward optimized electrical networks embedded in more-electrical aircraft. *IEEE industrial electronics magazine*, 6(4) :6–17, 2012.

- [13] Vincenzo Madonna, Paolo Giangrande, and Michael Galea. Electrical power generation in aircraft : Review, challenges, and opportunities. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 4(3) :646–659, 2018.
- [14] Jiawei Chen, Chengjun Wang, and Jie Chen. Investigation on the selection of electric power system architecture for future more electric aircraft. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 4(2) :563–576, 2018.
- [15] Tao Yang, Fei Gao, Serhiy Bozhko, and Patrick Wheeler. Power electronic systems for aircraft. In *Control of Power Electronic Converters and Systems*, pages 333–368. Elsevier, 2018.
- [16] Bulent Sarlioglu and Casey T Morris. More electric aircraft : Review, challenges, and opportunities for commercial transport aircraft. *IEEE transactions on Transportation Electrification*, 1(1) :54–64, 2015.
- [17] Qianwen Xu, Peng Wang, Jiawei Chen, Changyun Wen, and Meng Yeong Lee. A module-based approach for stability analysis of complex more-electric aircraft power system. *IEEE transactions on transportation electrification*, 3(4) :901–919, 2017.
- [18] Johannes Brombach, Torben Schröter, Arno Luecken, and Detlef Schulz. Optimizing the weight of an aircraft power supply system through a+/-270 vdc main voltage. *Gen*, 360 :800, 2012.
- [19] SV Bozhko, T Wu, Y Tao, and GM Asher. More-electric aircraft electrical power system accelerated functional modeling. In *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, pages T9–7. IEEE, 2010.
- [20] Available [online] : <http://www.cleansky.eu/>.
- [21] Available [online] : <http://www.airbus.com/presscentre/pressreleases-/press-release-detail/detail/airbus-wins-prestigious-greentec-award-forinnovative-fuel-cell-project/>.
- [22] Tae-Hwan Joung, Seong-Gil Kang, Jong-Kap Lee, and Junkeon Ahn. The imo initial strategy for reducing greenhouse gas (ghg) emissions, and its follow-up actions towards 2050. *Journal of International Maritime Safety, Environmental Affairs, and Shipping*, 4(1) :1–7, 2020.
- [23] Muhammad Umair Mutarraf, Yacine Terriche, Kamran Ali Khan Niazi, Juan C Vasquez, and Josep M Guerrero. Energy storage systems for shipboard microgrids, a review. *Energies*, 11(12) :3492, 2018.
- [24] Zheming Jin, Giorgio Sulligoi, Rob Cuzner, Lexuan Meng, Juan C Vasquez, and Josep M Guerrero. Next-generation shipboard dc power system : Introduction smart grid and dc microgrid technologies into maritime electrical networks. *IEEE Electrification Magazine*, 4(2) :45–57, 2016.
- [25] Xiao Zhaoxia, Zhu Tianli, Li Huaimin, Josep M Guerrero, Chun-Lien Su, and Juan C Vásquez. Coordinated control of a hybrid-electric-ferry shipboard microgrid. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 5(3) :828–839, 2019.
- [26] Giorgio Sulligoi, Andrea Vicenzutti, and Roberto Menis. All-electric ship design : From electrical propulsion to integrated electrical and electronic power systems. *IEEE Transactions on transportation electrification*, 2(4) :507–521, 2016.

- [27] Y Khersonsky, T Ericson, P Bishop, J Amy, M Andrus, T Baldwin, B Bartolucci, N Benavides, D Boroyevich, A Chaudhary, et al. Recommended practice for 1 to 35 kv medium voltage dc power systems on ships. 2010.
- [28] Xiaonan Lu, Kai Sun, Josep M Guerrero, Juan C Vasquez, Lipei Huang, and Jianhui Wang. Stability enhancement based on virtual impedance for dc microgrids with constant power loads. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 6(6) :2770–2783, 2015.
- [29] Ali Emadi, Alireza Khaligh, Claudio H Rivetta, and Geoffrey A Williamson. Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems : definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives. *IEEE Transactions on vehicular technology*, 55(4) :1112–1125, 2006.
- [30] Giorgio Sulligoi, Andrea Vicenzutti, Vittorio Arcidiacono, and Yuri Khersonsky. Voltage stability in large marine-integrated electrical and electronic power systems. *IEEE Transactions on industry applications*, 52(4) :3584–3594, 2016.
- [31] Lin Zhu, Junqi Liu, Marco Cupelli, and Antonello Monti. Decentralized linear quadratic gaussian control of multi-generator mvdc shipboard power system with constant power loads. In *2013 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*, pages 308–313. IEEE, 2013.
- [32] Amir M Rahimi and Ali Emadi. An analytical investigation of dc/dc power electronic converters with constant power loads in vehicular power systems. *IEEE Transactions on vehicular technology*, 58(6) :2689–2702, 2008.
- [33] Yue Zhao, Wei Qiao, and Daihyun Ha. A sliding-mode duty-ratio controller for dc/dc buck converters with constant power loads. *IEEE Transactions on industry Applications*, 50(2) :1448–1458, 2013.
- [34] Vlad Grigore, Jari Hatonen, Jorma Kyrya, and Teuvo Suntio. Dynamics of a buck converter with a constant power load. In *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No. 98CH36196)*, volume 1, pages 72–78. IEEE, 1998.
- [35] P. Magne. *Analyse et conception des systèmes électriques embarqués. Application aux réseaux de bord d’avion*. PhD thesis, Université Lorraine, 2012.
- [36] Ahmed-Bilal Awan, Babak Nahid-Mobarakeh, Serge Pierfederici, and Farid Meibody-Tabar. Nonlinear stabilization of a dc-bus supplying a constant power load. In *2009 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pages 1–8. IEEE, 2009.
- [37] Ahmed-Bilal Awan, Serge Pierfederici, Babak Nahid-Mobarakeh, and Farid Meibody-Tabar. Active stabilization of a poorly damped input filter supplying a constant power load. In *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 2991–2997. IEEE, 2009.
- [38] Wook-Jin Lee and Seung-Ki Sul. Dc-link voltage stabilization for reduced dc-link capacitor inverter. *IEEE Transactions on industry applications*, 50(1) :404–414, 2013.
- [39] Pierre Magne, Babak Nahid-Mobarakeh, and Serge Pierfederici. Dc-link voltage large signal stabilization and transient control using a virtual capacitor. In *2010 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pages 1–8. IEEE, 2010.
- [40] Xin Zhang, Xinbo Ruan, and Qing-Chang Zhong. Improving the stability of cascaded dc/dc converter systems via shaping the input impedance of the load converter with

- a parallel or series virtual impedance. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(12) :7499–7512, 2015.
- [41] Mingfei Wu, Dylan Dah-Chuan Lu, and K Tse Chi. Direct and optimal linear active methods for stabilization of lc input filters and dc/dc converters under voltage mode control. *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, 5(3) :402–412, 2015.
- [42] Yigeng Huangfu, Shengzhao Pang, Babak Nahid-Mobarakeh, Liang Guo, Akshay Kumar Rathore, and Fei Gao. Stability analysis and active stabilization of on-board dc power converter system with input filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(1) :790–799, 2017.
- [43] I Gadoura, V Grigore, J Hatonen, J Kyyra, P Vallittu, and T Suntio. Stabilizing a telecom power supply feeding a constant power load. In *INTELEC-Twentieth International Telecommunications Energy Conference (Cat. No. 98CH36263)*, pages 243–248. IEEE, 1998.
- [44] Seth Robert Sanders and George C Verghese. Lyapunov-based control for switched power converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 7(1) :17–24, 1992.
- [45] Amir M Rahimi and Ali Emadi. Active damping in dc/dc power electronic converters : A novel method to overcome the problems of constant power loads. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(5) :1428–1439, 2009.
- [46] Amir M Rahimi, Geoffrey A Williamson, and Ali Emadi. Loop-cancellation technique : A novel nonlinear feedback to overcome the destabilizing effect of constant-power loads. *IEEE Transactions on vehicular technology*, 59(2) :650–661, 2009.
- [47] Xin Zhang, Qing-Chang Zhong, Visakan Kadiramanathan, Jinsong He, and Jingjing Huang. Source-side series-virtual-impedance control to improve the cascaded system stability and the dynamic performance of its source converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(6) :5854–5866, 2018.
- [48] Mingfei Wu and Dylan Dah-Chuan Lu. A novel stabilization method of lc input filter with constant power loads without load performance compromise in dc microgrids. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 62(7) :4552–4562, 2014.
- [49] Roghayeh Gavagsaz-Ghoachani, Louis-Marie Saublet, Jean-Philippe Martin, Babak Nahid-Mobarakeh, and Serge Pierfederici. Stability analysis and active stabilization of dc power systems for electrified transportation systems, taking into account the load dynamics. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 3(1) :3–12, 2016.
- [50] Mehdi Karbalaye Zadeh, Roghayeh Gavagsaz-Ghoachani, Jean-Philippe Martin, Babak Nahid-Mobarakeh, Serge Pierfederici, and Marta Molinas. Discrete-time modeling, stability analysis, and active stabilization of dc distribution systems with multiple constant power loads. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(6) :4888–4898, 2016.
- [51] Mauricio Cespedes, Lei Xing, and Jian Sun. Constant-power load system stabilization by passive damping. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(7) :1832–1836, 2011.
- [52] Robert W Erickson. Optimal single resistors damping of input filters. In *APEC'99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings (Cat. No. 99CH36285)*, volume 2, pages 1073–1079. IEEE, 1999.

- [53] Bruno Douine, Loic Queval, Frederic Trillaud, Sara Fawaz, Hocine Menana, Isabelle Schwenker, Olivier Despouys, and Nikolay Ivanov. Characterization of a superconducting power filter for embedded electrical grid application. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2022.
- [54] Guan Bin Huang, Bruno Douine, Kévin Berger, Gaetan Didier, Isabelle Schwenker, and Jean Lévêque. Increase of stability margin in embedded dc electric grid with superconducting stabilizer. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 26(4) :1–4, 2016.
- [55] Frederic Trillaud, Bruno Douine, and Loic Queval. Superconducting power filter for aircraft electric dc grids. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 31(5) :1–5, 2021.
- [56] Loic Queval, Frédéric Trillaud, and Bruno Douine. Dc grid stabilization using a resistive superconducting fault current limiter. In *International Conference on Components and Systems for DC grids (COSYS-DC 2017)*, 2017.
- [57] Enrico Felcini, Luca Bottura, Jeroen Van Nugteren, Gijs De Rijk, Glyn Kirby, and Bertrand Dutoit. Magnetic design of a superconducting toroidal gantry for hadron therapy. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 30(4) :1–5, 2020.
- [58] Pascal Tixador. *Superconducting Fault Current Limiter : Innovation for the Electric Grids*, volume 3. World Scientific, 2018.
- [59] Anup Patel, Algirdas Baskys, Simon C Hopkins, Vladislav Kalitka, Alexander Molodyk, and Bartek A Glowacki. Pulsed-field magnetization of superconducting tape stacks for motor applications. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 25(3) :1–5, 2015.
- [60] Vicente Climente-Alarcon, Anis Smara, Lukasz Tomkow, Bartek A Glowacki, and Thomas Reis. Testing of surface mounted superconducting stacks as trapped-flux magnets in a synchronous machine. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 30(5) :1–8, 2020.
- [61] Superpower-inc. [online]. <https://www.superpower-inc.com/>.
- [62] Christian Lacroix, Yannick Lapiere, Jonathan Coulombe, and Frederic Sirois. High normal zone propagation velocity in second generation high-temperature superconductor coated conductors with a current flow diverter architecture. *Superconductor Science and Technology*, 27(5) :055013, 2014.
- [63] Christian Lacroix and Frederic Sirois. Concept of a current flow diverter for accelerating the normal zone propagation velocity in 2g hts coated conductors. *Superconductor Science and Technology*, 27(3) :035003, 2014.
- [64] Jack Ekin. *Experimental techniques for low-temperature measurements : cryostat design, material properties and superconductor critical-current testing*. Oxford university press, 2006.
- [65] François Roy. Modeling and characterization of coated conductors applied to the design of superconducting fault current limiters. Technical report, EPFL, 2010.
- [66] TA Friedmann, MW Rabin, John Giapintzakis, JP Rice, and DM Ginsberg. Direct measurement of the anisotropy of the resistivity in the a-b plane of twin-free, single-crystal, superconducting $YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$. *Physical Review B*, 42(10) :6217, 1990.

- [67] Charles-Henri Bonnard. *Méthodes d'évaluation du comportement des limiteurs de courant de court-circuit supraconducteurs résistifs intégrés dans des simulateurs de réseaux électriques*. PhD thesis, Ecole Polytechnique, Montreal (Canada), 2017.
- [68] Charles-Henri Bonnard, Frédéric Sirois, Christian Lacroix, and Gaëtan Didier. Multi-scale model of resistive-type superconducting fault current limiters based on 2g hts coated conductors. *Superconductor Science and Technology*, 30(1) :014005, 2016.
- [69] Hongye Zhang, Quan Li, Okechukwu Ubani, and Markus Mueller. High temperature superconducting halbach array topology for air-cored electrical machines. In *Journal of Physics : Conference Series*, volume 1559, page 012140. IOP Publishing, 2020.
- [70] Alexandre Zampa, Pascal Tixador, and Arnaud Badel. Effect of the conductor length on the hot-spot regime for resistive-type superconducting fault current limiter applications. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2021.
- [71] YoB Kim, CF Hempstead, and AR Strnad. Magnetization and critical supercurrents. *Physical Review*, 129(2) :528, 1963.
- [72] WA Fietz, MR Beasley, J Silcox, and WW Webb. Magnetization of superconducting nb-25% zr wire. *Physical Review*, 136(2A) :A335, 1964.
- [73] Teruo Matsushita and Kaoru Yamafuji. *Critical Currents In Superconductors-Proceedings Of The 8th International Workshop*. World Scientific, 1996.
- [74] Kévin Berger. *Etude des phénomènes couplés magnétothermiques dans les supraconducteurs à haute température*. PhD thesis, Université Henri Poincaré-Nancy 1, 2006.
- [75] Rstudio. [online]. <https://www.rstudio.com/>.
- [76] Openmodelica. [online]. <https://openmodelica.org/>.
- [77] Malin Källdahl. Separation analysis with openmodelica, 2007.
- [78] David Broman. *Safety, Security, and Semantic Aspects of Equation-Based Object-Oriented Languages and Environments*. PhD thesis, Institutionen för datavetenskap, 2007.
- [79] Victor MR Zermeno, Asger B Abrahamsen, Nenad Mijatovic, Bogi B Jensen, and Mads P Sørensen. Calculation of alternating current losses in stacks and coils made of second generation high temperature superconducting tapes for large scale applications. *Journal of Applied Physics*, 114(17) :173901, 2013.
- [80] Fmi-standard. [online]. <https://fmi-standard.org/>.
- [81] Torsten Blochwitz. Functional mock-up interface for model exchange and co-simulation. *July [Online] Https://Www.Fmi-Standard.Org/Downloads (Accessed January 2016)*, 2014.
- [82] Torsten Blockwitz, Martin Otter, Johan Akesson, Martin Arnold, Christoph Clauss, Hilding Elmqvist, Markus Friedrich, Andreas Junghanns, Jakob Mauss, Dietmar Neumerkel, et al. Functional mockup interface 2.0 : The standard for tool independent exchange of simulation models. In *Proceedings*, 2012.
- [83] Torsten Blochwitz, Martin Otter, Martin Arnold, Constanze Bausch, Christoph Clauß, Hilding Elmqvist, Andreas Junghanns, Jakob Mauss, Manuel Monteiro, Thomas Neidhold, et al. The functional mockup interface for tool independent exchange of simulation models. In *Proceedings of the 8th International Modelica Conference*, pages 105–114. Linköping University Press, 2011.

- [84] Cláudio Gomes, Casper Thule, David Broman, Peter Gorm Larsen, and Hans Vangheluwe. Co-simulation : State of the art. *arXiv preprint arXiv :1702.00686*, 2017.
- [85] Mecsyco. [online]. <http://mecsyco.com/>.
- [86] Itea4. [online]. <https://itea4.org/>.
- [87] Andreas Junghanns, Cláudio Gomes, Christian Schulze, Klaus Schuch, R Pierre, Matthias Blaesken, Irina Zacharias, Andreas Pillekeit, Karl Wernersson, Torsten Sommer, et al. The functional mock-up interface 3.0-new features enabling new applications. In *Modelica Conferences*, pages 17–26, 2021.
- [88] Modelicaprojects. [online]. <https://www.modelica.org/projects>.
- [89] Tdk-electronics. [online]. <https://www.tdk-electronics.tdk.com/>.
- [90] Rs. [online]. <https://fr.rs-online.com/web/p/fils-de-cuivre/0357744>.
- [91] Lakeshore. [online]. <https://www.lakeshore.com/>.
- [92] AT Bui. *Caractérisation et modélisation des matériaux magnétiques doux sous contrainte thermique*. PhD thesis, Ph. D. dissertation, Université Claude Bernard Lyon 1, Villeurbanne, France, 2011.
- [93] L Zegadi, JJ Rousseau, and P Tenant. Prise en compte de la température dans un modèle d’hystérésis complet pour ferrites doux mnzn. *Journal de Physique III*, 7(2) :369–385, 1997.
- [94] Fabien Sixdenier, Marie-Ange Raulet, Laurent Morel, Christian Martin, Alaa Hilal, and Oualid Messal. Caractérisation et modélisation de matériaux et composants magnétiques sous contrainte thermique. In *Symposium de Génie Electrique (SGE'14)*, 2014.
- [95] R David Middlebrook. Input filter considerations in design and application of switching regulators. *IAS'76*, 1976.
- [96] Xiaogang Feng, Jinjun Liu, and Fred C Lee. Impedance specifications for stable dc distributed power systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(2) :157–162, 2002.
- [97] Carl M Wildrick, Fred C Lee, Bo H Cho, and Byungcho Choi. A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system. *IEEE Transactions on power Electronics*, 10(3) :280–285, 1995.
- [98] Benjamin C Kuo and Farid Golnaraghi. Automatic control systems, 2003. *Higher Education Press*.
- [99] Djawad Hamache. *Modélisation et commande d'un réseau électrique continu*. PhD thesis, Centrale Supélec, 2016.
- [100] Ali Emadi. Modeling of power electronic loads in ac distribution systems using the generalized state-space averaging method. *IEEE transactions on Industrial Electronics*, 51(5) :992–1000, 2004.
- [101] Sylvain Girinon, Hubert Piquet, Nicolas Roux, and Bruno Sareni. Analytical input filter design in dc distributed power systems approach taking stability and quality criteria into account. In *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, pages 1–10. IEEE, 2009.

- [102] Sylvain Girinon, Cédric Baumann, Hubert Piquet, and Nicolas Roux. Analytical modeling of the input admittance of an electric drive for stability analysis purposes. *The European Physical Journal Applied Physics*, 47(1) :11101, 2009.
- [103] Madiha Charrada, Sylvain Girinon, Hubert Piquet, and Nicolas Roux. Equipments characterization methods for stability analysis of dc networks. In *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 263–268. IEEE, 2011.

Annexes

Annexe A

Modélisation par la méthode des éléments finis

Le modèle réalisé par la méthode des éléments finis est issu de la thèse de Dr. C.H-Bonnard. Il utilise le module "Joule heating" du logiciel COMSOL Multiphysics. Ce module réalise le couplage entre les pertes liées au passage du courant et les transferts thermiques. La géométrie du ruban ainsi que les paramètres et données des matériaux sont strictement identiques au modèle développé par OpenModelica. Nous allons brièvement passer en revue les équations qui définissent le problème électrothermique. Pour simplifier, les équations sont écrites sous une forme générale et s'appliquent à chaque couche/matériau qui compose le ruban.

Les variables utilisées dans le module " Joule heating " sont la température T et le potentiel électrique V . La partie électrique est définie par :

$$\nabla \cdot (-\sigma(T, I) \nabla V(t)) = 0 \quad (\text{A.1})$$

où $V(t)$ est le potentiel électrique scalaire, et $\sigma(T, I) = 1/\rho(T, I)$ est la conductivité électrique dépendant de la température. Nous avons utilisé une tension imposée $V_{Impose}(t)$ comme une excitation de tension appliquée sur la frontière gauche du ruban (figure A.1 ligne rouge pointillée), tandis que sur la frontière droite du ruban (figure A.1 ligne verte pointillée), nous avons imposé une masse ($V = 0$) qui jouera le rôle de référence de potentiel du système. Enfin, sur les autres frontières du conducteur, nous avons : $n \cdot \nabla V = 0$ qui crée une isolation électrique.

En ce qui concerne le modèle thermique, on résout sur le domaine 2D représenté dans la figure A.1 la même équation de base que le modèle OpenModelica, c'est-à-dire l'équation de la chaleur qui s'écrit :

$$\rho_m C_p(T) \frac{\partial T}{\partial t} - \nabla \cdot (k(T) \nabla T) = \sigma(T, I) (-\nabla V)^2 - h(T) \cdot (T - T_0) \Big|_{\partial\Omega} \quad (\text{A.2})$$

où, du côté gauche de l'équation, nous avons la masse volumique du matériau ρ_m , la capacité thermique spécifique $C_p(T)$ et la conductivité thermique $k(T)$. Du côté droit de l'équation, on

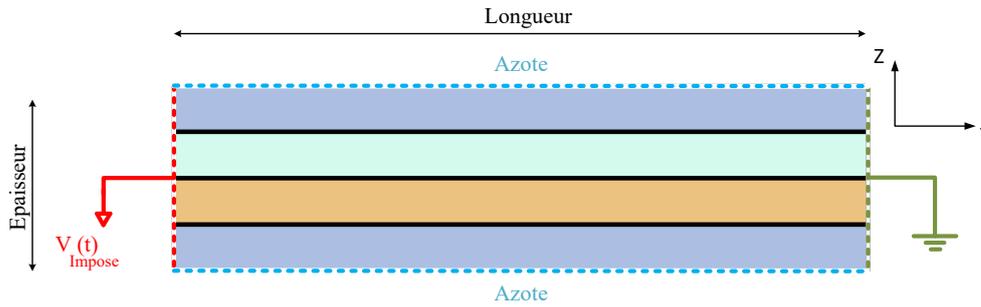


FIGURE A.1 – Géométries des rubans utilisées dans les calculs par éléments finis (pas à l'échelle) et les conditions aux limites.

trouve le terme de source de chaleur et un terme de refroidissement. Le terme $\sigma(T, I) (-\nabla V)^2$ représente les pertes Joule de la source de chaleur, où le gradient de tension ∇V est calculé à partir de l'équation (A.1). L'échange de chaleur avec l'azote liquide est pris en compte en appliquant une condition aux limites appliquée uniquement sur les couches d'argent supérieure et inférieure du ruban (figure A.1 bleu ciel en pointillés), indiquée par $\partial\Omega$ dans l'équation (A.2). Le coefficient de transfert thermique $h(T)$ est en fonction de la température et est le même utilisé dans le modèle OpenModelica.

Annexe B

Méthodes d'analyse de stabilité des systèmes linéarisés

Pour étudier la stabilité des systèmes, différentes méthodes d'analyse et outils mathématiques sont proposés dans la littérature. Les méthodes d'analyse de la stabilité peuvent être classées en deux catégories : les méthodes d'analyse de la stabilité des petits signaux et les méthodes d'analyse de la stabilité des grands signaux. Les premières concernent les systèmes linéaires. Bien entendu, elles s'appliquent également aux systèmes non linéaires, lorsqu'ils sont linéarisés autour de leur point de fonctionnement. Elles sont basées sur des analyses temporaires, algébriques ou fréquentielles. Parallèlement, les méthodes d'analyse de la stabilité des grands signaux concernent les systèmes non linéaires. Dans cette section, seules les méthodes de stabilité des petits signaux sont présentées et qui seront exploitées dans ce manuscrit. Ces méthodes seront appliquées dans le chapitre 3, pour étudier la stabilité d'un réseau DC en intégrant un dispositif supraconducteur.

B.1 Approche de la stabilité par l'étude des valeurs propres

De manière générale, l'étude de la stabilité, indépendamment de sa nature physique (électrique, mécanique, hydraulique...), se résume à l'étude de ses valeurs propres. Par conséquent, toutes les méthodes linéaires d'analyse de la stabilité sont relativement liées.

La méthode d'analyse de la stabilité par l'étude des valeurs propres, également appelée première méthode de Lyapunov ou méthode indirecte est basée sur le signe des valeurs propres du système.

Par exemple, en considérant le système linéaire (B.1) et en supposant que la matrice A est diagonalisable, on peut écrire A sous la forme (B.3) où D est une matrice diagonale composée des vecteurs propres $\lambda_i, i \in [1 : n]$ de A (équation B.1) et P la matrice de passage correspondante.

$$\begin{cases} A \in \mathbb{R}^{n \times n}, X \in \mathbb{R}^n \\ \dot{X}(t) = A.X(t) \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

$$D = \begin{bmatrix} \lambda_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \lambda_n \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

$$A = P^{-1}DP \quad (\text{B.3})$$

En utilisant la forme diagonalisée de A et en faisant le changement de variable $Y(t) = PX(t)$, l'équation (B.1) devient (B.4).

$$\dot{Y}(t) = D.Y(t) \quad (\text{B.4})$$

La matrice D étant diagonale, la solution de (B.4) se réduit à la résolution de n équations différentielles "classiques" ayant pour solutions la forme (B.5).

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ \vdots \\ y_n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1(t)e^{\lambda_1 t} + K_1 \\ \vdots \\ c_n(t)e^{\lambda_n t} + K_n \end{bmatrix} \quad (\text{B.5})$$

avec (c_i, k_i) , $i \in [1 : n]$ des constantes à déterminer.

La solution (B.5) montre que le système (B.1) est stable si et seulement si tous les $y_i(t)$ convergent. Cela nécessite que les valeurs propres de la matrice A soient toutes strictement négatives. Ce résultat est très commun et peut être résumé par la propriété 1 [35].

Propriété 1. *Le système linéaire est asymptotiquement stable si et seulement si les valeurs propres de la matrice A sont toutes à partie réelles strictement négatives.*

Exemple

Reprenons le réseau présenté au paragraphe 1.2.2 (figure 1.10), composé d'une source DC supposée parfaite qui alimente une charge à puissance constante via un filtre d'entrée RLC.

La figure (B.1) représente l'évolution des valeurs propres du système linéaire (1.6) en fonction de la puissance de la charge. On vérifie bien que le système linéaire est stable pour des valeurs de puissance P_{CPL} inférieures à la valeur limite obtenue précédemment (équation (1.11)) $P_{CPL_{max}} = 145.8kW$.

B.2 Analyse de la stabilité par spectroscopie d'impédance

La méthode de spectroscopie d'impédance est une solution possible pour analyser la stabilité des systèmes linéaires basée sur des critères graphiques. Le principe de cette méthode consiste à considérer un système électrique comme la cascade de deux sous-systèmes et étudier leur interaction.

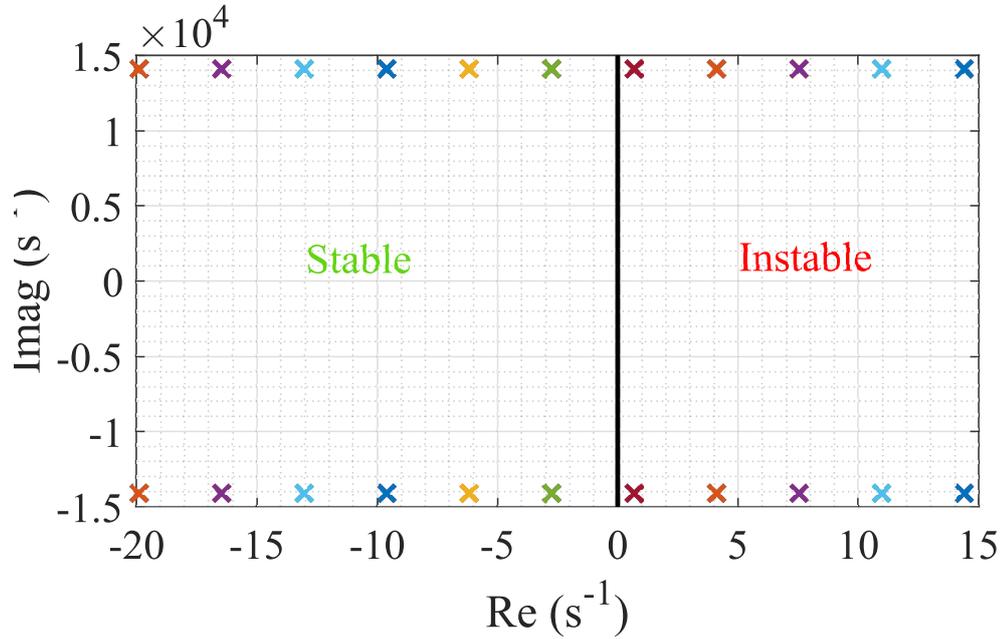


FIGURE B.1 – Évolution des valeurs propres en variant la puissance demandée par la CPL $P_{CPL} \in [140kW; 150kW]$ avec un pas de 1 kW.

Pour expliquer ce principe, on considère chaque sous-système comme un quadripôle (figure B.2) caractérisé par des fonctions de transfert de tension (B.21) et de courant (B.22), ainsi que par les impédances d'entrée/sortie (B.8) et (B.9) [35].

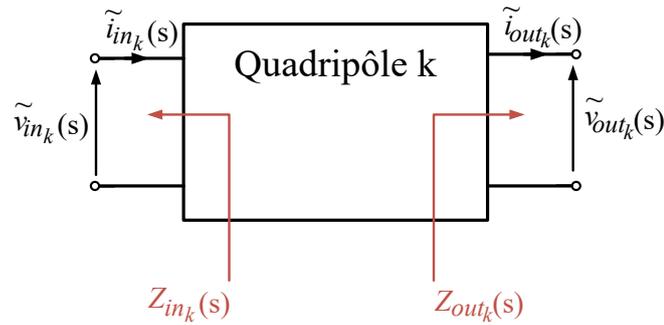


FIGURE B.2 – Représentation quadripolaire d'un sous-système donné .

$$F_{v_k}(s) = \left. \frac{\tilde{v}_{out_k}(s)}{\tilde{v}_{in_k}(s)} \right|_{\tilde{i}_{out_k}(s)=0} \quad (\text{B.6})$$

$$F_{i_k}(s) = \left. \frac{\tilde{i}_{in_k}(s)}{\tilde{i}_{out_k}(s)} \right|_{\tilde{v}_{in_k}(s)=0} \quad (\text{B.7})$$

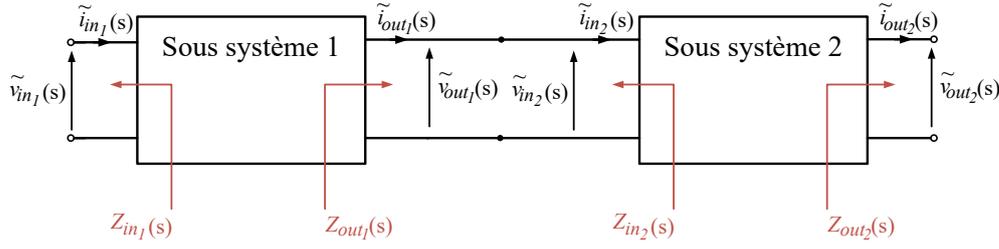


FIGURE B.3 – Système constitué de deux quadripôles en cascade .

$$Z_{in_k}(s) = \left. \frac{\tilde{v}_{in_k}(s)}{\tilde{i}_{in_k}(s)} \right|_{\tilde{i}_{out_k}(s)=0} \quad (\text{B.8})$$

$$Z_{out_k}(s) = \left. \frac{\tilde{v}_{out_k}(s)}{-\tilde{i}_{out_k}(s)} \right|_{\tilde{v}_{in_k}(s)=0} \quad (\text{B.9})$$

A partir de ces définitions, les deux quadripôles désignés par 1 et 2 (figure B.3) sont caractérisés par les relations (B.10) et (B.11).

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_{out_1}(s) \\ \tilde{i}_{in_1}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{v_1}(s) & Z_{out_1}(s) \\ \frac{1}{Z_{in_1}(s)} & -F_{i_1}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{in_1}(s) \\ -\tilde{i}_{out_1}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{B.10})$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_{out_2}(s) \\ \tilde{i}_{in_2}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{v_2}(s) & Z_{out_2}(s) \\ \frac{1}{Z_{in_2}(s)} & -F_{i_2}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{in_2}(s) \\ -\tilde{i}_{out_2}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{B.11})$$

La mise en cascade des deux quadripôles peut être traduite mathématiquement par la relation (B.12).

$$\begin{cases} \tilde{v}_{out_1} = \tilde{v}_{in_2} \\ \tilde{i}_{out_1} = \tilde{i}_{in_2} \end{cases} \quad (\text{B.12})$$

A partir de (B.10), (B.11) et (B.12), on obtient l'expression de la fonction de transfert de tension $F(s)$ (B.13) issue de la cascade des deux sous-systèmes.

$$F(s) = \frac{\tilde{v}_{out_2}}{\tilde{v}_{out_1}} = \frac{F_{v_1}(s)F_{v_2}(s)}{1 + \frac{Z_{out_1}(s)}{Z_{in_2}(s)}} \quad (\text{B.13})$$

La stabilité du système peut donc être étudiée par l'analyse des pôles de (B.13). Les sous systèmes sont en général conçus pour être stables individuellement, ce qui fait que les fonctions $F_{v_1}(s)$ et $F_{v_2}(s)$ n'ont pas de pôles instables. Par conséquent, l'étude de la stabilité du système revient à l'étude des pôles de la fonction $G(s)$ définie par (B.14) :

$$G(s) = \frac{1}{1 + \frac{Z_{out1}(s)}{Z_{in2}(s)}} \quad (\text{B.14})$$

La fonction $G(s)$ est similaire à une fonction de transfert en boucle fermée de la fonction de transfert en boucle ouverte (B.15) suivante :

$$G_{bo}(s) = \frac{Z_{out1}(s)}{Z_{in2}(s)} \quad (\text{B.15})$$

Afin d'étudier les pôles de $G(s)$, il existe plusieurs méthodes :

Critère 1 : Critère de Nyquist : Un système en boucle fermée est asymptotiquement stable à la condition nécessaire et suffisante que son lieu de transfert en boucle ouverte dans le plan complexe parcouru de $\omega = -\infty$ à $\omega = +\infty$ entoure le point critique $(-1,0)$ dans la direction trigonométrique un nombre de fois égal au nombre de pôles instables de la fonction de transfert en boucle ouverte.

Ce critère est généralement utilisé dans son cadre simplifié dans le cas où la fonction de transfert en boucle ouverte constitue un système stable. On parle alors de critère de Revers.

Critère 2 : Critère de Revers : En supposant que la fonction de transfert en boucle ouverte G_{bo} est un système stable, il suffit de vérifier que quand on parcourt le lieu de la boucle ouverte lorsque ω croît de $[0; \infty[$, le tracé de $G_{bo}(j\omega)$ laisse le point critique $(1; 0)$ sur sa gauche pour assurer la stabilité du système en boucle fermée.

De plus, si le tracé de $G_{bo}(j\omega)$ ne croise pas le cercle de centre $(0,0)$ et de rayon 1, le critère se résume à : $|G_{bo}(j\omega)| < 1$ (ce qui revient à dire que le système a une marge de phase infinie). On note que seul l'étude du gain de la fonction de transfert en boucle ouverte est alors nécessaire. Cela correspond à l'idée de base du critère de Middlebrook [95].

Critère 3 : Critère de Middlebrook : La stabilité d'un système est garantie à partir du moment où le module de l'impédance d'entrée est supérieur au module de l'impédance de sortie, quelle que soit la fréquence. Ceci peut être traduit mathématiquement par (B.16) :

$$\forall \omega \quad |G_{bo}(j\omega)| = \left| \frac{Z_{out1}(j\omega)}{Z_{in2}(j\omega)} \right| < 1 \quad (\text{B.16})$$

Le critère de Middlebrook permet de réduire l'étude de stabilité uniquement aux amplitudes d'impédance, ce qui en fait un critère de conception facile à exploiter, il suffit juste qu'on place la fonction de transfert $G_{bo}(s)$ dans le cercle de centre $(0,0)$ et de rayon 1, et donc imposer une marge de phase infinie au rapport d'impédance.

Dans les réseaux DC avec un bus continu, il est très difficile de vérifier le critère de Middlebrook sur toutes les plages de fréquences, car cela rendrait la conception assez conservatrice et coûteuse [96]. Un critère moins conservateur, connu sous le nom de critère de la Marge de Gain et la Marge de Phase (GMMP) est proposé dans [96] [97].

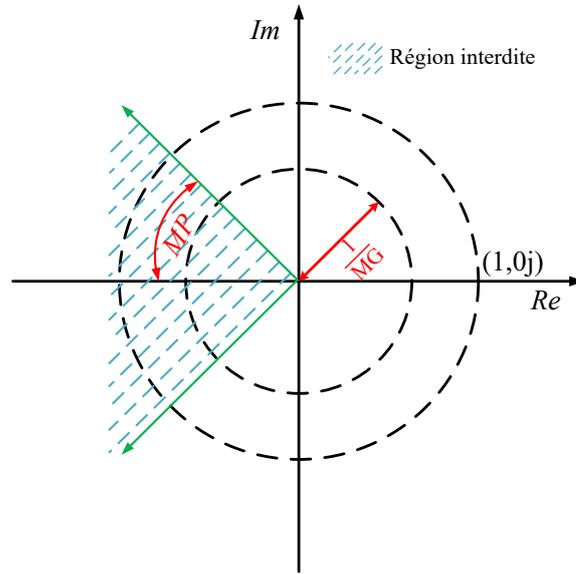


FIGURE B.4 – Représentation du gabarit défini par le critère de la Marge de gain et de la Marge de phase [97] .

Méthode de la Marge de Gain et de la Marge de Phase (MGMP)

La méthode MGMP permet de satisfaire les critères de stabilité au sens de Nyquist (placement de la trajectoire par rapport au point de coordonnées (1,0) dans le plan complexe). Cette méthode permet de spécifier arbitrairement à la fois la marge de gain et la marge de phase, ce qui permet au concepteur de spécifier le niveau de conservatisme dans une conception donnée. En fait, on définit un gabarit acceptable pour assurer la stabilité du système (voir figure B.4). Ceci se traduit par la relation (B.17) [35].

$$\left\{ \left| \frac{Z_{out_1}(s)}{Z_{in_2}(s)} \right| < \frac{1}{MG} \right\} \cup \{ \varphi Z_{out_1}(s)/Z_{in_2}(s) > MP \} \quad (B.17)$$

Avec MG et MP représentent respectivement les critères de marge de gain et marge de phase souhaités. Il est évident que plus ces deux marges sont élevées, plus les gabarits sont petits et plus le système sera surdimensionné du point de vue de la stabilité.

Dans la mesure où ces critères sont basés sur les impédances de fréquence des sous-systèmes, les critères graphiques peuvent également être utilisés avec les traces fréquentielles de Bode. L'utilisation de ces dernières donne une interprétation intéressante du critère MGMP [35] [97]. En effet, Si l'on suppose que l'impédance de sortie du sous-système 1 (source) est connue, la région interdite définie précédemment peut être transformée en deux conditions sur l'impédance d'entrée du sous-système 2 (charge).

Afin d'obtenir les conditions à respecter sur la marge de gain, il suffit de déduire de (B.17), la relation (B.18).

$$\left\{ \begin{array}{l} \left| \frac{Z_{out_1}(s)}{Z_{in_2}(s)} \right| < \frac{1}{MG} \\ \varphi Z_{out_1}(s)/Z_{in_2}(s) > MP \end{array} \right. \Leftrightarrow \left\{ \begin{array}{l} |Z_{in_2}(s)|_{db} > |Z_{out_1}(s)|_{db} + MG_{db} \\ -180^\circ + MP < \angle Z_{out_1}(s) - \angle Z_{in_2}(s) < 180^\circ - MP \end{array} \right. \quad (\text{B.18})$$

Grâce à (B.18), on peut définir la limite du gain et/ou de phase de l'impédance d'entrée du sous-système 2 (charge) pour une impédance de sortie donnée au sous-système 1 (filtre d'entrée).

Exemple

Reprenons encore l'exemple de la figure (1.10) donné au paragraphe 1.2.2. La stabilité de ce réseau est cette fois étudiée en fonction de la puissance (P_{CPL}) demandée par la CPL, en appliquant le critère de Middlebrook. Ce critère définit les conditions concernant le rapport de l'impédance d'entrée de la charge (sous système 2) et de l'impédance de sortie de la source (sous système 1) au point de connexion, comme le montre la figure (B.5).

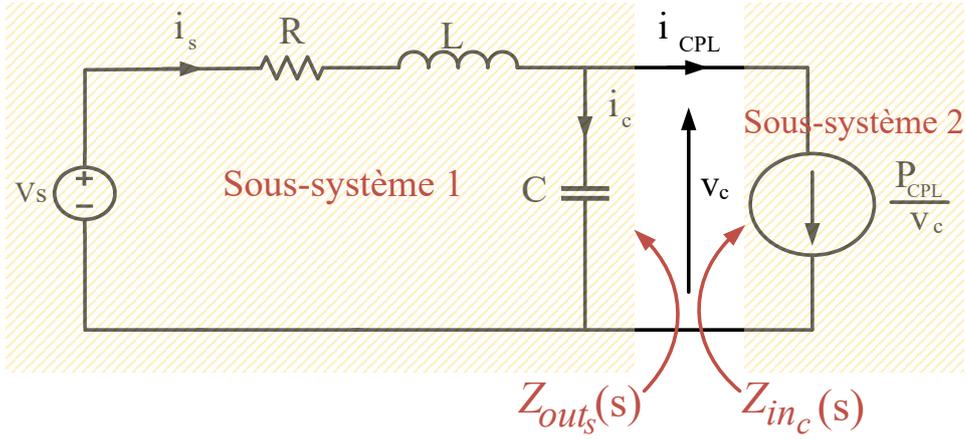


FIGURE B.5 – Impédances d'entrée et de sortie pour le critère de Middlebrook.

Le sous système 1 contient la source de tension parfaite et le filtre RLC. Son impédance de sortie est la suivante (equation B.19) :

$$Z_{out_s}(s) = \frac{L.s + R}{L.C.s^2 + R.C.s + 1} \quad (\text{B.19})$$

Le sous-système 2 comprend la charge CPL, son impédance d'entrée est donnée par l'équation suivante (B.20) :

$$Z_{in_c}(s) = \frac{V_{c0}^2}{P_{CPL}} \approx \frac{V_s^2}{P_{CPL}} \quad (\text{B.20})$$

La figure (B.6) présente une comparaison entre les modules de l'impédance de sortie Z_{out_s} de la source et de l'impédance d'entrée Z_{in_c} de la charge pour différentes valeurs de puissance. Selon le critère de Middlebrook (condition B.16), c'est-à-dire $\left| \frac{Z_{out_1}(j\omega)}{Z_{in_2}(j\omega)} \right| < 1$, le système n'est stable que pour la valeur de la puissance $P_{CPL} < 145.8kW$.

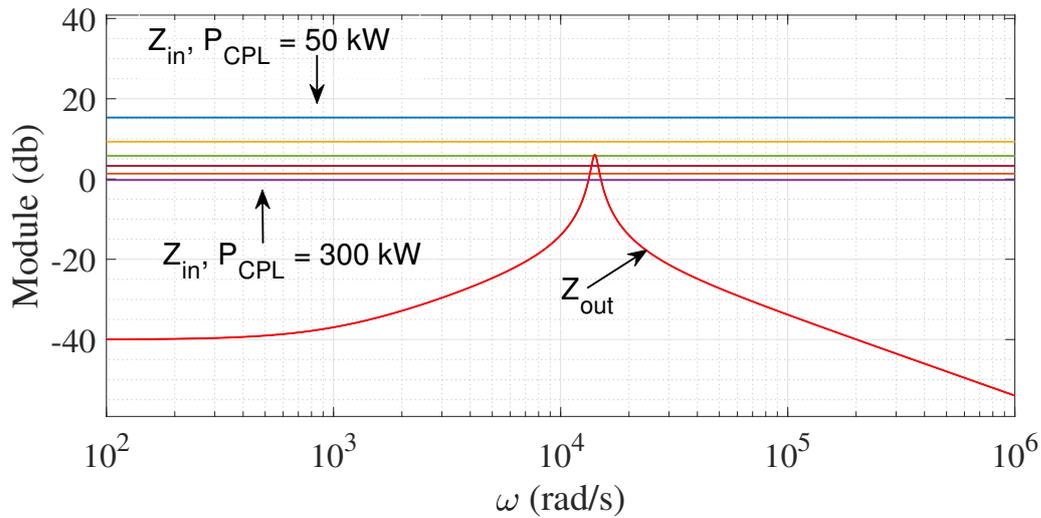


FIGURE B.6 – Évolution du module des impédances (Z_{out} , Z_{in}) en variant la puissance demandée par la CPL $P_{CPL} \in [50kW; 300kW]$ avec un pas de 50 kW.

B.3 Étude de la stabilité par l'utilisation du critère de Routh Hurwitz

Une autre méthode d'analyse de stabilité appliquée aux systèmes linéaires repose sur l'étude du polynôme caractéristique du système en utilisant le critère de Routh-Hurwitz. Le critère vérifie si l'une des racines du polynôme caractéristique a une partie réelle positive et indique aussi leur nombre. L'avantage d'utiliser un tel critère réside notamment dans la possibilité de localiser les racines du polynôme caractéristique sans chercher à le résoudre. Autrement dit, le critère de Routh-Hurwitz permet simplement d'établir si le système est stable ou non [98].

Soit le polynôme caractéristique d'un système linéaire de la forme suivante :

$$P(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 \quad (\text{B.21})$$

A partir des coefficients de ce polynôme caractéristique (B.21), Routh a proposé une méthode simplifiée pour étudier la stabilité du système en construisant un tableau qui se nomme le tableau de Routh comme suit :

TABLE B.1 – Tableau de Routh

a_n	a_{n-2}	a_{n-4}	\dots	a_1
a_{n-1}	a_{n-3}	a_{n-5}	\dots	a_0
b_1	b_2	b_3	\dots	b_0
c_1	c_2	c_3	\dots	0
d_1	d_2	\dots	0	0

$$\begin{cases} b_i = \frac{a_{n-1} \cdot a_{n-2i} - a_n \cdot a_{n-2i-1}}{a_{n-1}} \\ c_i = \frac{b_1 \cdot a_{n-2i-1} - a_{n-1} \cdot b_{i+1}}{b_1} \\ d_i = \frac{c_1 \cdot b_{i+1} - b_1 \cdot c_{i+1}}{c_1} \end{cases} \quad (\text{B.22})$$

Le critère de Routh est formulé comme suit [99].

Critère de Routh : Le nombre de pôles à partie réelle positive est donné par le nombre de changements de signe des termes de la première colonne du tableau (B.1).

Dans le cas où le tableau a un élément nul dans la première colonne, alors :

1. Si la ligne correspondante contient un ou plusieurs éléments non nuls, P(s) a au moins une racine à partie réelle strictement positive.
2. Si tous les éléments de la ligne sont nuls alors :
 - (a) soit P(s) a au moins une paire de racines imaginaires pures (système oscillant).
 - (b) soit P(s) a une paire de racines réelles de signe opposé.
 - (c) soit P(s) a quatre racines complexes conjuguées deux à deux et des parties réelles de signe opposé deux à deux.

Ce critère est notamment proposé dans [100] dans lequel l'auteur l'utilise pour déterminer la stabilité d'un onduleur monophasé qui alimente une CPL. D'autre exemple est présenté dans [101] où le critère est appliqué pour proposer le dimensionnement d'un réseau DC.

Exemple

Reprenons le même exemple de la figure (1.10) que nous avons considéré jusqu'à présent et on va chercher les valeurs de $P_{CPL_{max}}$ telles que le système est stable autour de son point d'équilibre en appliquant le critère de Routh.

Le polynôme caractéristique du système linéaire (1.6) est rappelé ci-dessous (B.23) :

$$P(\lambda) = \lambda^2 + \left(\frac{R}{L} - \frac{P_{CPL}}{C \cdot V_{c0}^2} \right) \cdot \lambda + \frac{1}{L \cdot C} \left(1 - \frac{R \cdot P_{CPL}}{V_{c0}^2} \right) \quad (\text{B.23})$$

A partir des coefficients du ce polynôme caractéristique, On construit le tableau de Routh du système :

TABLE B.2 – *Tableau de Routh*

$a_2 = 1$	$a_0 = \left(\frac{1}{LC} + \frac{R}{R_{CPL} \cdot L \cdot C} \right)$
$a_1 = \left(\frac{R}{L} - \frac{P_{CPL}}{C \cdot V_{c0}^2} \right)$	0
$b_1 = \left(\frac{1}{LC} - \frac{R \cdot P_{CPL}}{L \cdot C \cdot V_{c0}^2} \right)$	

En appliquant le critère de Routh, c'est-à-dire que les termes de la première colonne ne changent pas de signe, le système (1.6) est stable si et seulement si :

$$\begin{cases} a_1 = \left(\frac{R}{L} - \frac{P_{CPL}}{C.V_{c0}^2} \right) > 0 \Leftrightarrow P_{CPL} < \frac{R.C.V_{c0}^2}{L} \\ b_1 = \left(\frac{1}{LC} - \frac{R.P_{CPL}}{L.C.V_{c0}^2} \right) > 0 \Leftrightarrow P_{CPL} < \frac{V_{c0}^2}{R} \end{cases} \quad (\text{B.24})$$

On déduit des deux conditions données dans (B.24) la condition sur la valeur de puissance P_{CPL} qui assure la stabilité du système (B.25) :

$$P_{CPL} < \min \left(\frac{R.C.V_{c0}^2}{L}, \frac{V_{c0}^2}{R} \right) = \frac{R.C.V_{c0}^2}{L} \quad (\text{B.25})$$

Finalement, pour que le système soit stable selon Routh, la condition sur la puissance consommée par la CPL est la même que la condition trouvée précédemment (1.9).

Grâce à cette méthode, il est facile d'obtenir des critères de stabilité analytiquement sous forme d'inégalités. Ainsi, elle peut être utilisée pour la conception des systèmes électriques, par exemple dans [102] [103] où les auteurs ont utilisé la méthode pour déterminer les domaines de stabilité des paramètres d'un réseau électrique avionique.

Annexe C

PROPRIÉTÉS THERMIQUES ET ÉLECTRIQUES DES MATÉRIAUX

C.1 Capacités thermiques ($J.kg^{-1}.K^{-1}$)

$$Cp_{Ag}(T) = (164.7113837760861 \times \text{atan}(0.026594842053622 \times T - 0.543455925749649))$$

$$Cp_{Ybco}(T) = 481.5067404280057 \times (\text{atan}(0.004628644030475 \times T) - 0.020035627899596)$$

$$Cp_{Hast}(T) = (232.6490949694242 \times \text{atan}(0.014268442442418 \times T - 0.832594267997145)) - 67.160904733742$$

C.2 Conductivités thermiques ($W.m^{-1}.K^{-1}$)

$$k_{Ag}(T) = 21831538.36741123 \times (1 - \text{atan}(1649.505182323929 \times T - 54893.45285822393)) + 12461750.24499$$

$$k_{Ybco} = 8$$

$$k_{Hast}(T) = 7.926682734903162 \times \text{atan}(0.014383288655519 \times T + 0.408064343488483)$$

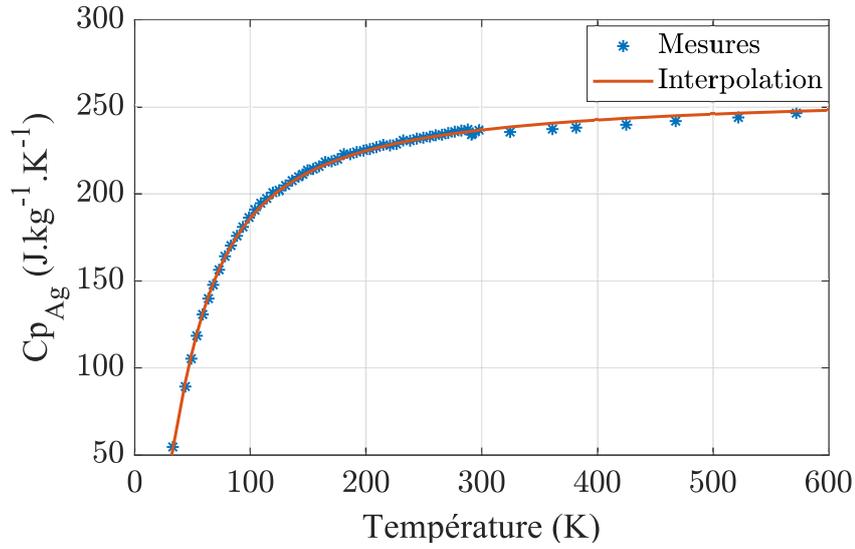


FIGURE C.1 – Comparaison entre les données expérimentales et la fonction d'interpolation de la capacité thermique de l'argent.

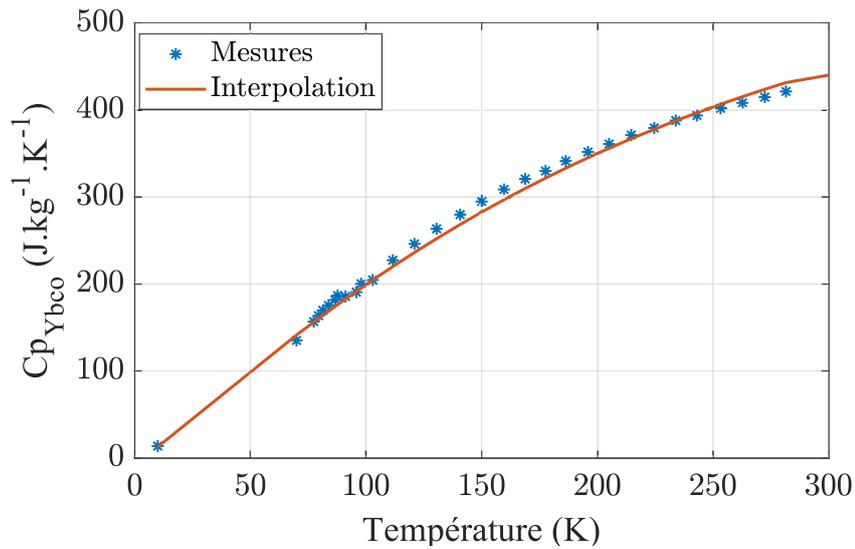


FIGURE C.2 – Comparaison entre les données expérimentales et la fonction d'interpolation de la capacité thermique de l'YBCO.

C.3 Résistivités électriques ($\mu\Omega.cm$)

$$\rho_{Ag}(T) = 8.534401245546825e-06 \times \text{atan}(7.099612118916145e-06 \times T - 2.208156085246013e-04)$$

$$\rho_{Hast}(T) = 9.366651051843466e-04 \times \text{atan}(1.114813293972694e-07 \times T + 0.001309544749298)$$

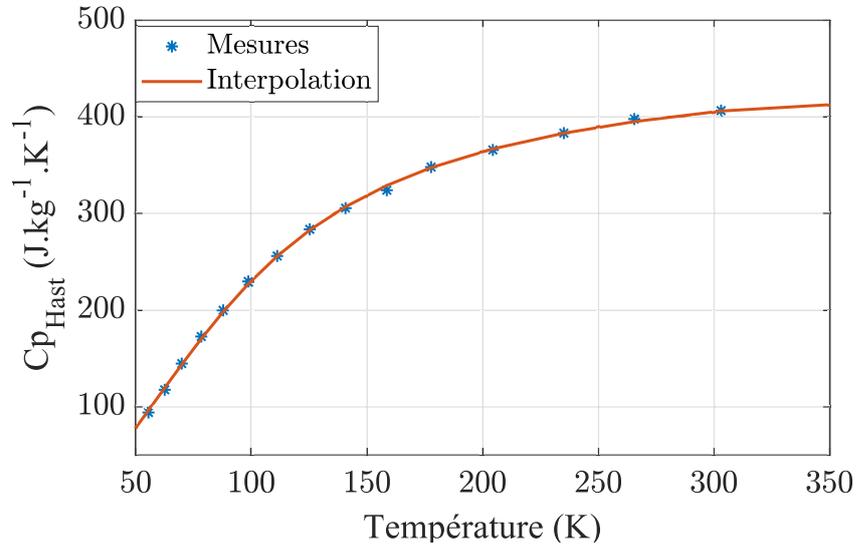


FIGURE C.3 – Comparaison entre les données expérimentales et la fonction d'interpolation de la capacité thermique de l'Hastelloy.

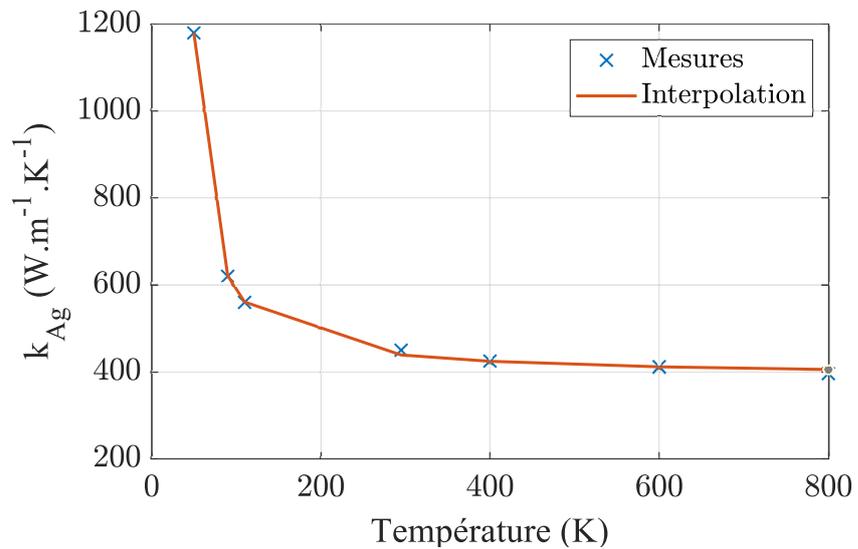


FIGURE C.4 – Comparaison entre les données expérimentales et la fonction d'interpolation de la conductivité thermique de l'argent.

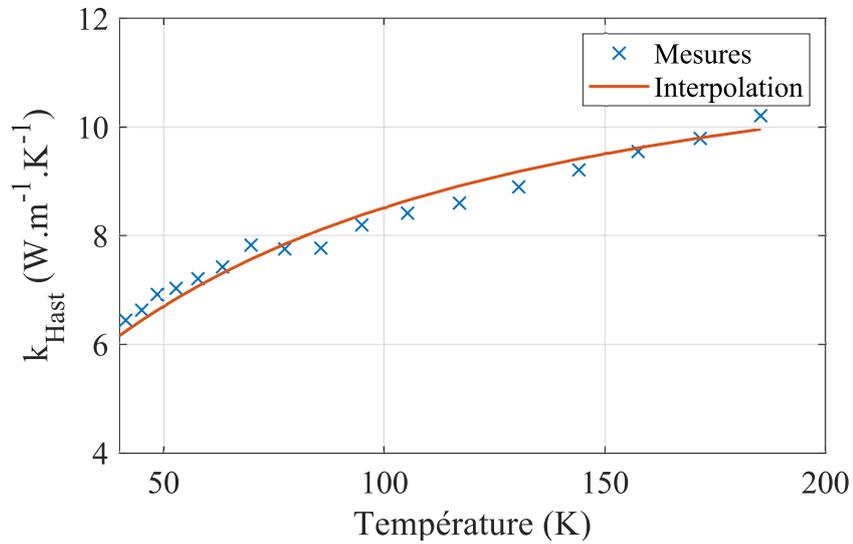


FIGURE C.5 – Comparaison entre les données expérimentales et la fonction d’interpolation de la conductivité thermique de l’Hastelloy.

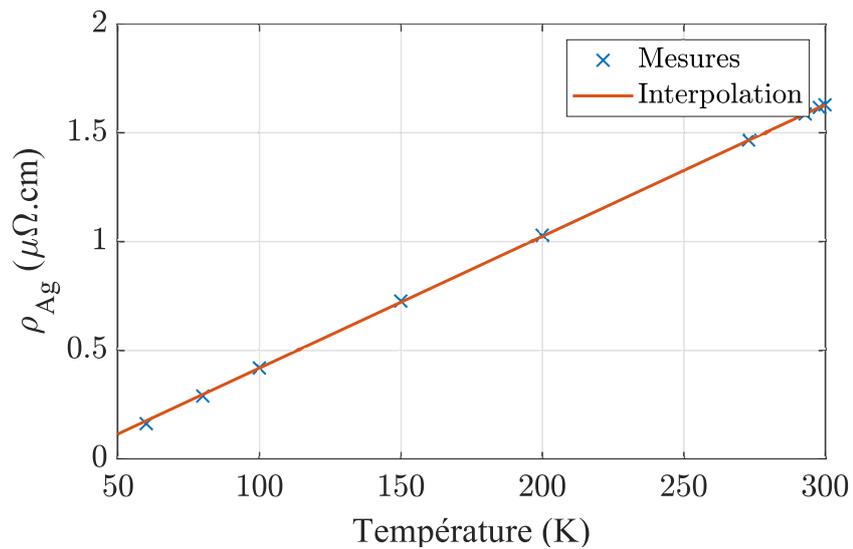


FIGURE C.6 – Comparaison entre les données expérimentales et la fonction d’interpolation de la résistivité électrique de l’argent.

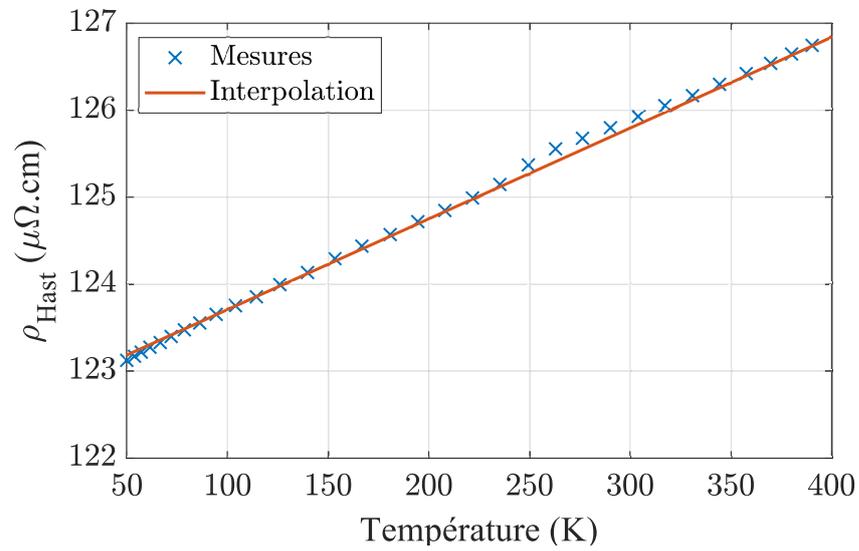


FIGURE C.7 – Comparaison entre les données expérimentales et la fonction d'interpolation de la résistivité électrique de l'Hastelloy.

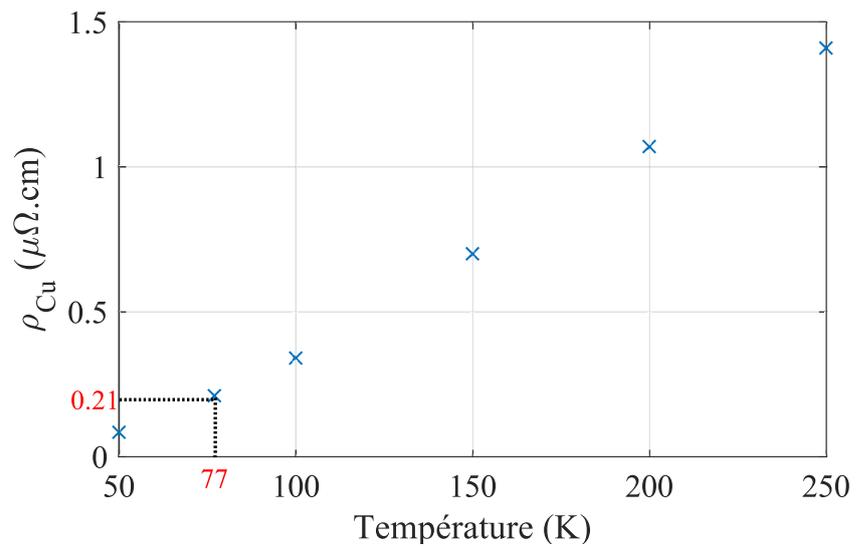


FIGURE C.8 – Les données expérimentales de la résistivité électrique de cuivre.

C.4 Propriétés thermiques de l'azote liquide

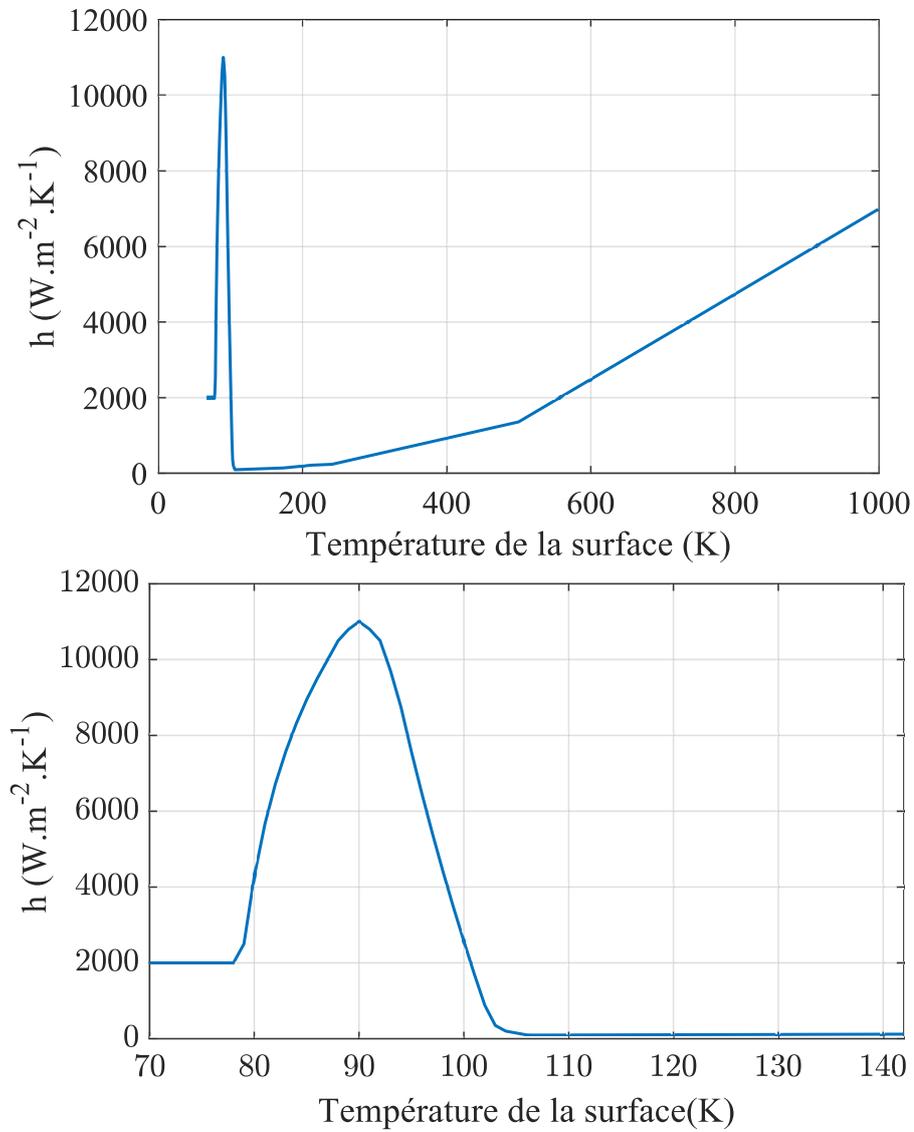


FIGURE C.9 – Coefficient d'échange de l'azote liquide avec un agrandissement sur la gamme de température où l'on observe une phase d'ébullition .

Annexe D

Annexe FMI

TABLE D.1 – *Membres du projet de l'Association FMI Modelica [82]*

Chef de projet	Torsten Blochwitz (ITI GmbH Dresden, Allemagne)
Comité de direction	Atego, Daimler, Dassault Systèmes, IFP EN, ITI, LMS, Modelon, QTronic, SIMPACK
Conseil consultatif	Armines, DLR, Fraunhofer , Open Modelica Consortium, TWT, Université de Halle
Invités	Altair Engineering, Université de Berkeley, Bosch, ETAS, Siemens, Equa Simulation

Le comité directeur est ouvert à des membres supplémentaires qui soutiennent activement la FMI. Exigences : Doit avoir (a) participé à au moins deux réunions de la FMI au cours des 24 derniers mois, (b) fourni la norme FMI ou une partie de celle-ci dans un outil commercial ou open source, et/ou utilisé activement FMI dans des projets industriels, (c) les membres du comité directeur sont d'accord avec une majorité qualifiée.

Le Conseil consultatif est ouvert à des membres supplémentaires qui ont prouvé leur soutien actif à la FMI. Exigences : Doit avoir (a) participé à au moins deux réunions de la FMI au cours des 24 derniers mois, et (b) les membres du comité directeur sont d'accord à la majorité qualifiée.

Annexe E

Réponse dynamique du ruban supraconducteur à un champ magnétique externe

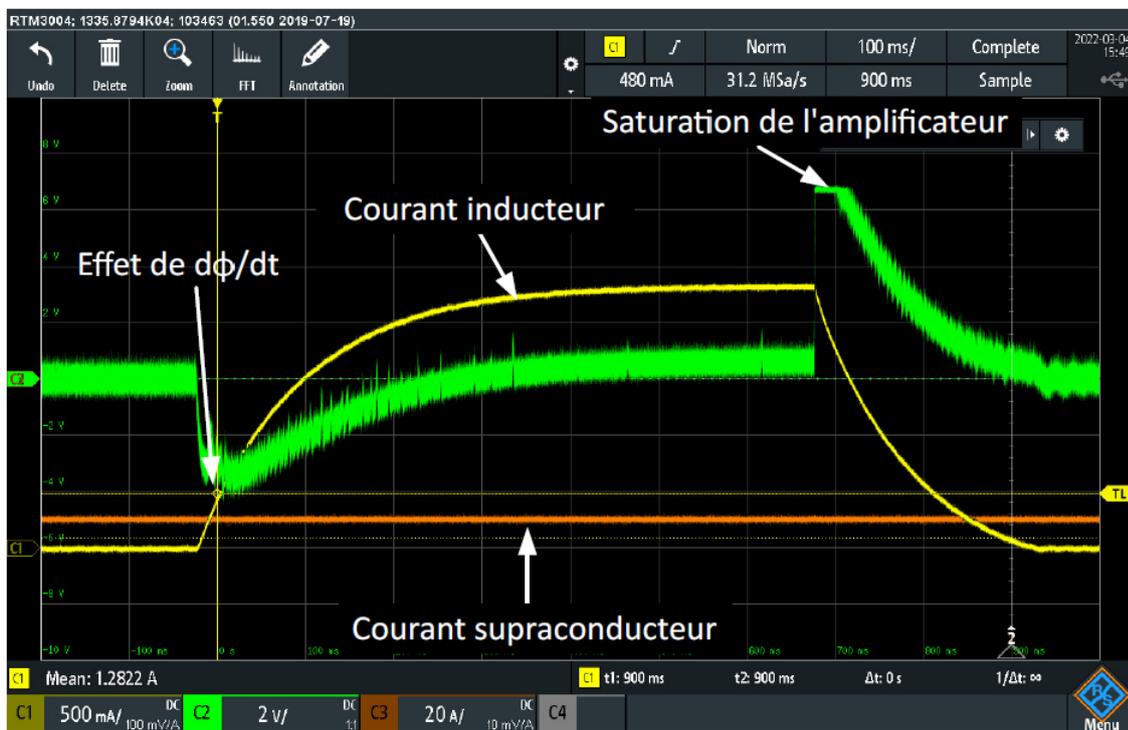
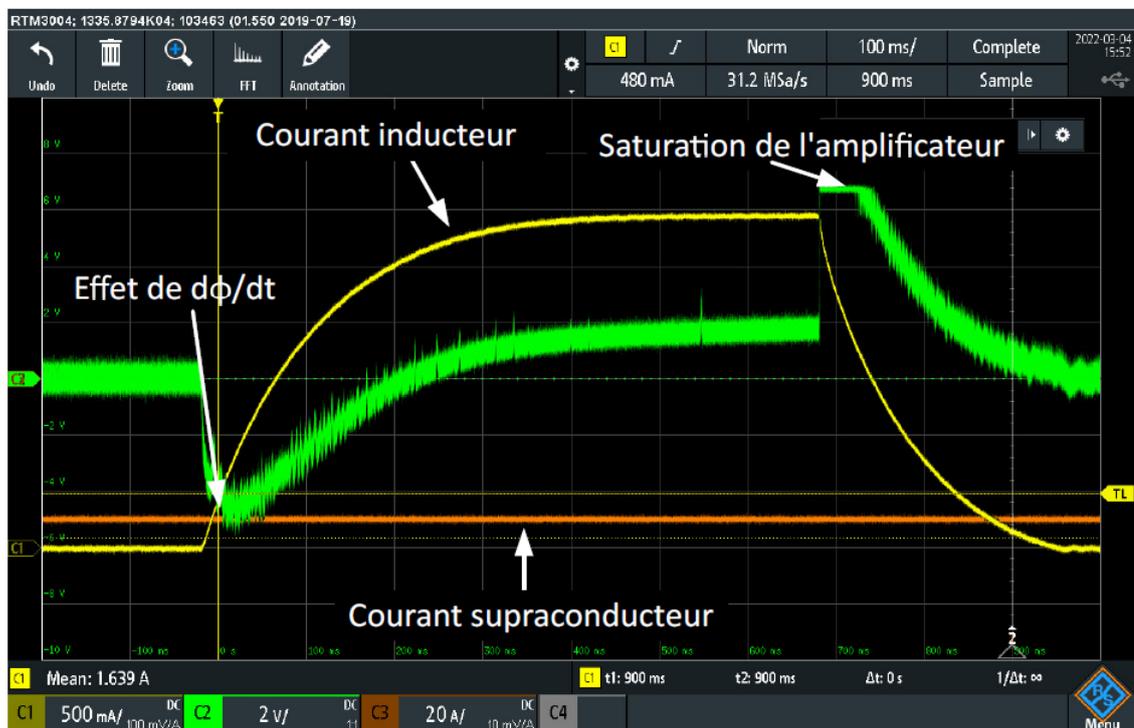


FIGURE E.1 – Premier test : $I_{ruban} = 50$ A, $B_{max} = 0,41$ T (42 % I_C)

FIGURE E.2 – Deuxième test : $I_{ruban} = 50$ A, $B_{max} = 0,51$ T (40 % I_c)

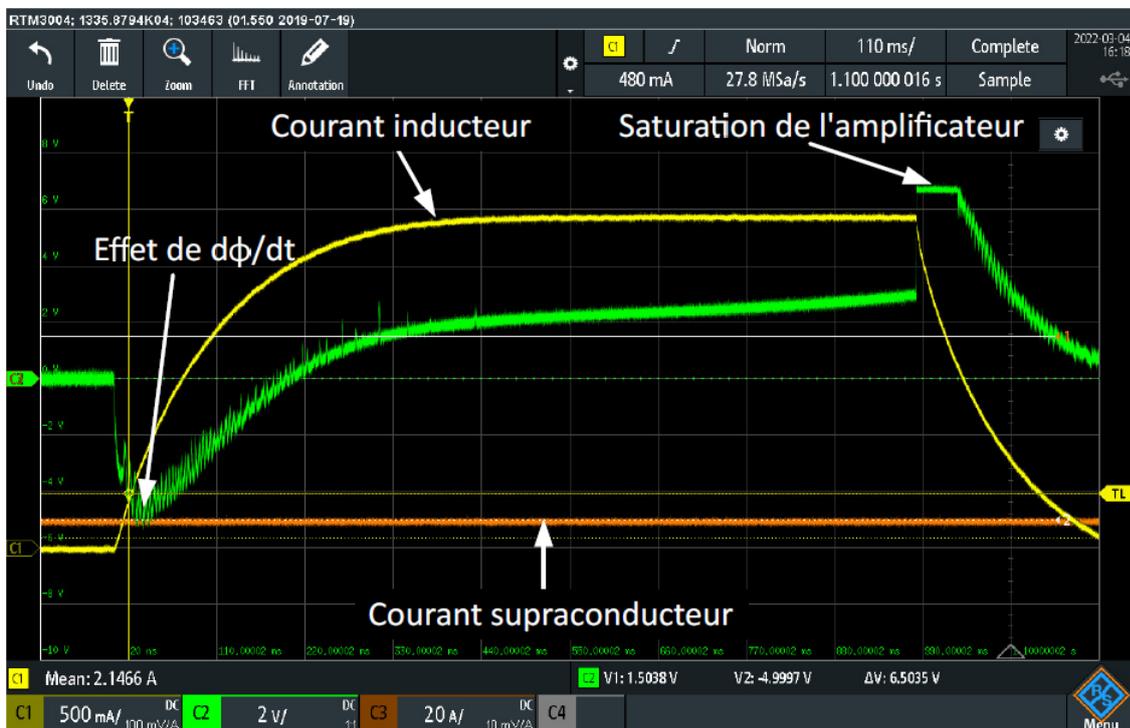


FIGURE E.3 – Troisième test : $I_{ruban} = 51$ A, $B_{max} = 0,51$ T (40 % I_c)

