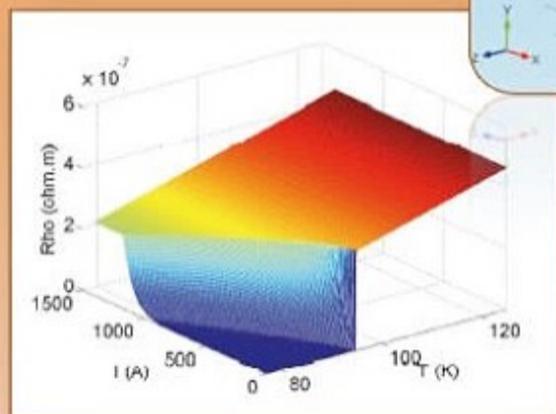
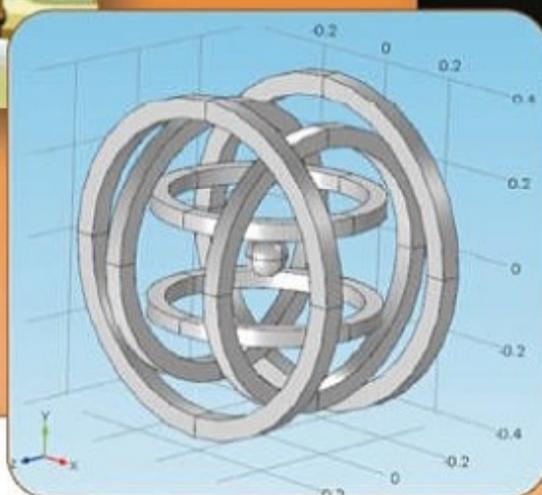


La Revue SEE



Ressource publiée sur Culture Sciences de l'Ingénieur : <https://eduscol.education.fr/sti/si-ens-paris-saclay>



*Jeunes
chercheurs et
applications
pédagogiques*

Publication trimestrielle du Cercle Thématique 13.01 de la SEE

ENSEIGNER L'ÉLECTROTECHNIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE



Société de l'Électricité, de l'Électronique
et des Technologies de l'Information
et de la Communication

N°82 – Octobre 2015

Figure 5 : Représentation normalisée du vieillissement [10] (p51)

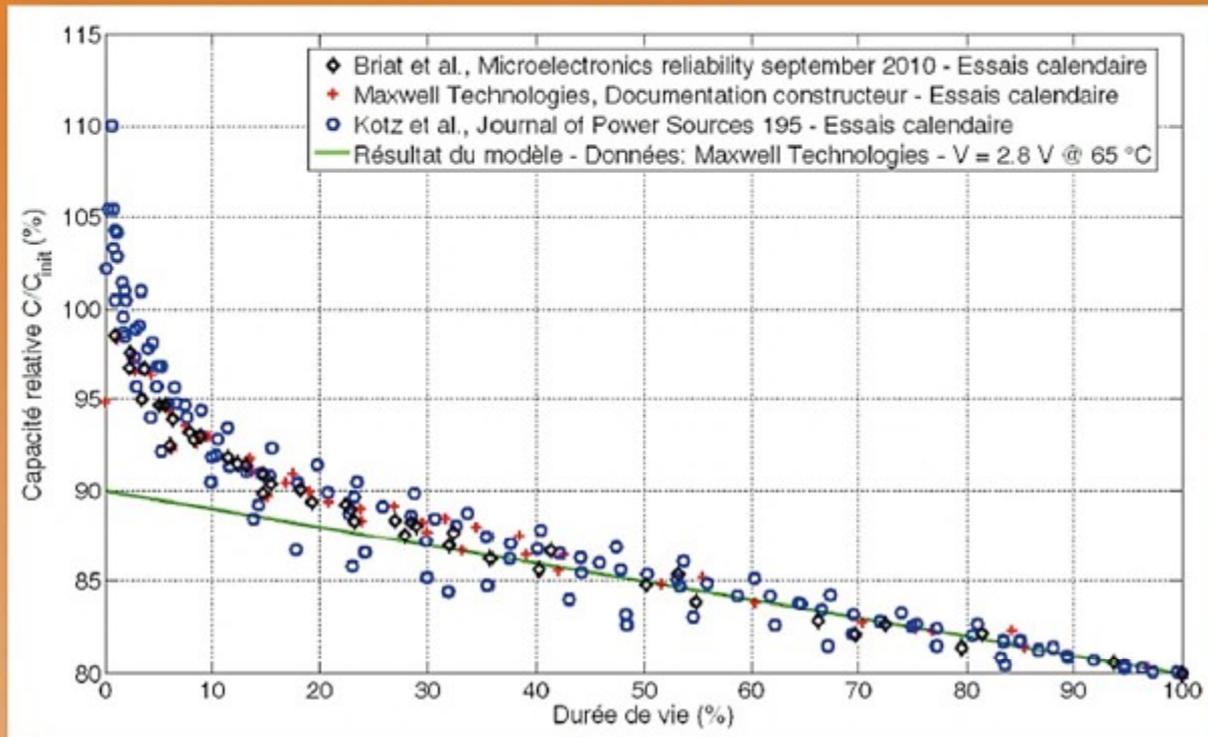
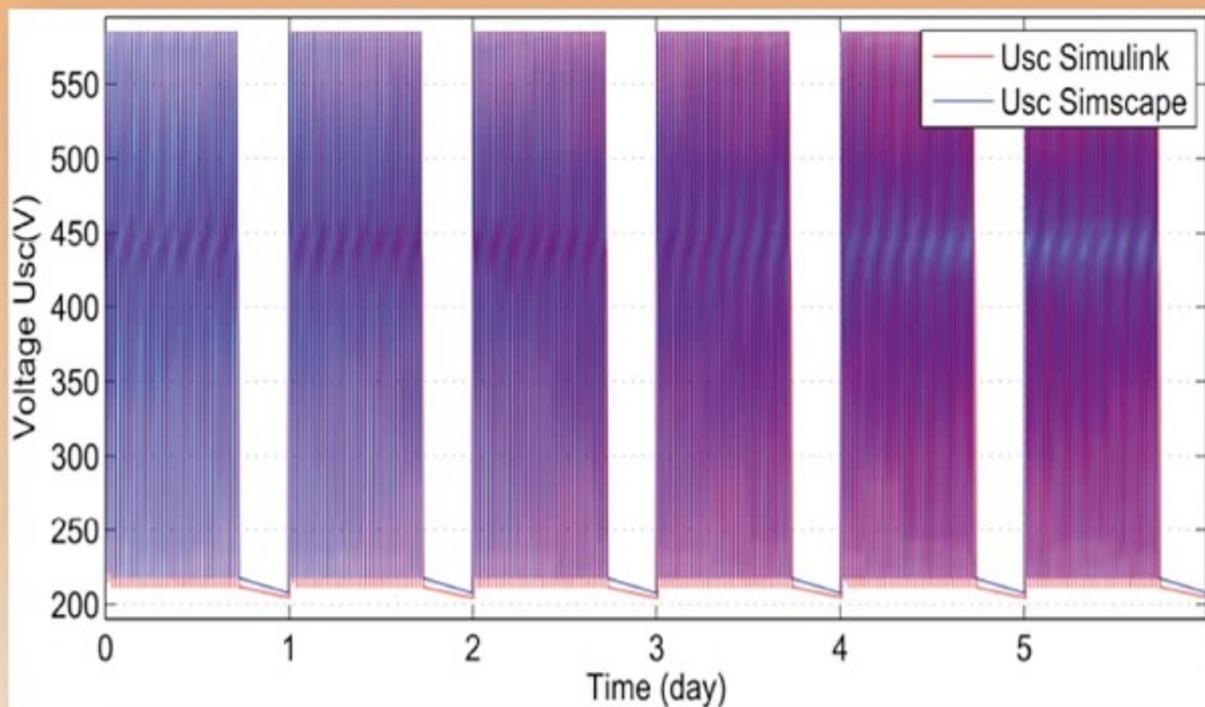


Figure 14 : Tension Usc avec Simulink et Simscape





La Revue 3EI
publication trimestrielle
du Cercle Thématique 13-01
de la SEE

SOCIÉTÉ de l'ELECTRICITE, de l'ELECTRONIQUE et des TECHNOLOGIES de l'INFORMATION et de la COMMUNICATION.

17, rue de l'Amiral Hamelin, PARIS 75783 CEDEX 16
Tél : 01 56 90 37 00 Fax : 01 56 90 37 19
site web : www.see.asso.fr

SEE, association reconnue d'utilité publique par le décret du 7 décembre 1886
Siret 785 393 232 00042, APE 9412 Z, n° d'identification FR 44 785 393 232

3EI : Enseigner l'Électrotechnique et l'Électronique Industrielle

Sommaire du n° 82	
Thème : Jeunes chercheurs et applications pédagogiques	
La Revue 3EI, Édition SEE, 17 rue de l'Amiral Hamelin 75783 PARIS Cedex 16	
Directeur de la publication François GERIN Président de la SEE	
Rédacteur en Chef Franck LE GALL	
Adresser les propositions d'article à : revue3ei.art@voila.fr	
Communication Mr Jacques Horvilleur communication@see.asso.fr 01 56 90 37 09 publicité au rapport	
Abonnement (4 numéros par an) Janvier, Avril, Juillet, Octobre 2015. tarifs TTC : (revue papier) Individuel : France et CEE.....40 € Pays hors CEE.....50 € Collectivités France et CEE.....57 € Pays hors CEE.....70 €	
Réalisation et impression Imprimerie JOUVE	
Routage et Expédition Imprimerie JOUVE	
Dépôt Légal : Octobre 2015 Commission Paritaire 1217 G 78028 ISSN 1252-770X	
	<p>p. 2 Éditorial,</p> <p>p. 3 Annonces, Publications,</p> <p>p. 10 Conception d'un aimant vectoriel supraconducteur produisant 3 T dans une sphère de diamètre 100 mm R. LINARES, K. BERGER, M. HINAJE, B. DOUINE, J. LEVEQUE Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy – Université de Lorraine</p> <p>p. 17 Le projet de lancer électromagnétique à rail et l'alimentation par SMES J. CICÉRON, P. TIXADOR*, P. LEHMANN, **, A. BADEL*, M. AMIET*** * Institut Néel, G2ELab 38042 Grenoble, ** ISL, , 68 301 SAINT-LOUIS *** DGA/DET/CEP, 92 221 Bagneux</p> <p>p. 22 Résistance AC des transformateurs moyennes fréquences pour applications de fortes puissance: Modèles numérique et analytiques A. PEREIRA SuperGrid Institute, 130 rue Léon Blum, 69100 Villeurbanne, FRANCE</p> <p>p. 28 Limiteur de courant de court-circuit supraconducteur résistif : prémices d'un modèle circuit multi-échelle C-H BONNARD ^{1,2}, F. SIROIS ², G. DIDIERI, B. DOUINE ¹, J. LEVEQUE ¹ ¹ Université de Lorraine, GREEN Faculté des Sciences et Technologies 54506 Vandoeuvre ² Ecole Polytechnique de Montréal, LEE Montréal Canada</p> <p>p. 33 Intérêts et limites des logiciels de simulation numérique CFD dans l'étude du transfert thermique dans un système rotor-stator : Application à un alerno-démarrateur intégré A. BEN NACHOUANE ^{1,2} ¹ IFP Énergies nouvelles, Rueil Malmaison ² Laboratoire d'Electrotechnique de Compiègne</p> <p>p. 42 Etude de la convection naturelle et de la radiation autour de la machine Synchro-réductante O. MEKSI Sorbonne Universités, Université de Technologie de Compiègne</p> <p>p. 49 Modélisation et Simulation d'un Système Multi-physique Application à un stockeur d'énergie d'un ferry tout électrique S. HMAM, J-C. OLIVIER, S. BOURGUET, L. LORON Laboratoire IREENA, Université de Nantes 44602 Saint-Nazaire</p> <p>p. 59 Optimisation de l'efficacité des LED grâce à la topologie et du niveau de courant A. BARROSO ^{1,2,3}, P. DUPUIS ¹, C. ALONSO ^{1,3}, G. ZISSIS ^{1,2} ¹ Université de Toulouse LAPLACE, ² Université de Toulouse, UPS, LAAS ³ CNRS, LAAS, Toulouse</p> <p>p. 65 Étude d'une Chaîne de Conversion Onduleur à Quasi Z-Source et Machine Synchrone à Aimants Permanents Hautes Vitesses pour une Application Starter Jérémy. CUENOT ^{1,2,3}, S. ZAÏM ¹, E. MONMASSON ³, B. NAHIDMOBARAKEH ², S. PIERFEDERICI ², R. MEURET ¹, F. MEIBODY-TABAR ² ¹-Labinal Power Systems Moissy Cramayel ²-Université de Lorraine Vandoeuvre ³-Université de Cergy – SATIE Cergy Pontoise</p>

Toute reproduction ou représentation intégrale ou partielle, par quelque procédé que ce soit, des pages publiées dans la présente édition, faite sans l'autorisation de l'éditeur est illicite et constitue une contrefaçon. Seules sont autorisées, d'une part, les reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective et, d'autre part, les analyses et courtes citations justifiées par le caractère scientifique ou d'information de l'oeuvre dans laquelle elles sont incorporées. Toutefois des copies peuvent être utilisées avec l'autorisation de l'éditeur. Celle-ci pourra être obtenue auprès du Centre Français du Droit de Copie, 20, rue des Grands Augustins, 75006 Paris, auquel la Revue 3EI a donné mandat pour la représenter auprès des utilisateurs. (loi du 11 mars 1957, art.40 et 41 et Code Pénal art. 425).

Ce numéro d'octobre est consacré aux jeunes chercheurs. En effet, depuis deux ans, nous publions en partenariat avec M. AMIET (DGA) et ses collaborateurs une sélection d'articles présentés lors du congrès JCGE-SEEDS de juin. Vous pourrez ainsi apprécier le large spectre des domaines étudiés par les jeunes chercheurs du Génie Electrique. Cette année les thèmes à la "mode" se concentrent sur :

- Le magnétisme, avec quatre articles consacrés à la conception d'aimant 3T, aux lanceurs électromagnétiques, aux résistances AC des transformateurs et aux limiteurs de courants. Certaines de ces applications mettant en jeu des champs magnétiques de fortes intensités, on retrouve bien entendu le rôle majeur joué par les supraconducteurs.
- La thermique avec le rôle toujours aussi important de la modélisation des échanges thermiques dans les machines tournantes.

Les trois derniers articles nous permettront de suivre les dernières évolutions dans les domaines du stockage d'énergie dans les ferrys tout-électrique ; de l'optimisation de l'efficacité des LEDs et des starters à haute vitesse.

Le numéro d'octobre étant le dernier de l'année, nous vous annonçons en primeur les thèmes envisagés pour l'année 2016 :

- Janvier n°83 : Spécial STI2D. Notre souhait est de proposer un numéro spécial présentant des bases nécessaires à l'enseignement de transversal en STI2D. Il s'agira d'articles proposant des cours et des retours d'expérience dans les domaines de la mécanique, de la thermique, de l'électronique-informatique industrielle et de l'électrotechnique.

Nous vous encourageons donc à nous proposer vos articles, que vous soyez enseignant en STI2D ou dans d'autres formations.

- Avril n°84: Réseaux DC
- Juillet n°85 : Communication et fibre optique
- Octobre n°86 : Enseignement et/ou jeunes chercheurs.

Enfin, l'année 2016 verra **le retour des journées 3EI**. Les détails ne seront annoncés qu'en janvier 2016, mais nous pouvons déjà indiquer que le thème choisi est celui de la **Mobilité Électrique de Demain**. Cette journée se tiendra dans la région parisienne dans la dernière quinzaine du mois de juin. Plusieurs conférenciers interviendront sur ce thème et des séances de présentation de poster vous permettront d'exposer vos travaux.

Nous souhaitons que cette journée soit un moment privilégié d'échanges et que la plus grande diversité d'expériences pédagogiques puisse être présentée au travers des posters. N'hésitez donc pas à nous proposer vos contributions quel que soit le niveau auquel vous enseignez.

Bonne lecture.

Le Comité de Publication de la Revue3EI

**Faites connaître notre revue !
Vous en assurez ainsi la pérennité.**

La Revue 3EI

Comité de publication

Hamid BEN AHMED

Arnaud BRUGIER

Jacques COURAULT

Jean FAUCHER

Gilles FELD

Jean-Philippe ILARY

Chérif LAROUCI

Marie-Michèle LE BIHAN

Franck LE GALL

Denis LABROUSSE

Pascal LOOS

Marc PETIT

Sylvain PIETRANICO

Oviglio SALA

Jean-François SERGENT

Jean-Claude VANNIER

BULLETIN D'ABONNEMENT A LA REVUE 3EI Année 2016
n°83 (Janvier 2016), n°84 (Avril 2016), n°85 (Juillet 2016) et n°86 (Octobre 2016)

Pour l'année 2016, nous vous proposons

3 formules d'abonnement :

- Formule « papier SEUL »
- Formule « papier et accès aux articles numériques au format pdf » sur le site SEE revue 3EI
- Formule « accès aux articles numériques au format pdf SEUL » sur le site SEE revue 3EI

➤ <u>Abonnement individuel</u>	France et pays de la CEE	pays hors CEE
Abonnement « papier »	40 €	50 €
Abonnement papier <u>et accès aux articles numériques</u>	46 €	56 €
Accès aux articles numériques	30 €	

➤ <u>Abonnement « collectivités »</u>	France et pays de la CEE	pays hors CEE
Abonnement « papier »	57 €	70 €
Abonnement papier <u>et accès aux articles numériques</u>	67 €	80 €

L'abonnement collectivités concerne les bibliothèques, CDI, laboratoires, entreprises, universités, écoles d'ingénieur, lycée, IUT ...). Prendre soin de mentionner sur le bon de commande le lieu de livraison de la revue ainsi que le destinataire (personne physique ou service).

TRES IMPORTANT : L'adresse électronique à laquelle vous recevrez le code d'accès au site de la SEE-revue 3EI est indispensable en cas d'abonnement avec accès numérique.

<p><i>Nom :</i> <i>Prénom :</i></p> <p><i>Adresse d'expédition de la revue 3EI :</i></p> <p><i>Rue, n° :</i></p> <p><i>Code postal :</i> <i>Ville :</i></p> <p><i>Pays :</i></p> <p><i>Adresse électronique :</i></p> <p><i>Activité (pour statistiques) :</i></p>
--

Adresser le bulletin renseigné, accompagné d'un chèque libellé à l'ordre de :
SEE- la revue 3EI ou d'un bon de commande pour les collectivités, à l'adresse suivante :

<p><i>SEE-la revue 3EI 17 rue Hamelin, 75783 PARIS CEDEX 16</i></p>
--

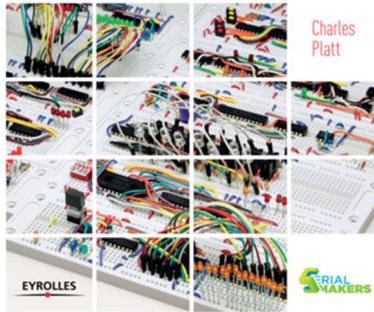
<p>Vous pouvez également vous abonner sur le site http://www.see.asso.fr/3ei</p>

Faites connaître la revue !

Vous en assurez ainsi la pérennité.

L'ÉLECTRONIQUE EN PRATIQUE 2

36 expériences ludiques



L'électronique en pratique – 2 **36 expériences ludiques**

Charles Platt

Eyrolles

D'abord, on pratique, ensuite on explique !

L'électronique ne se résume pas qu'à des résistances, des condensateurs, des transistors et des diodes. Savez-vous qu'il existe une infinité de projets faisant appel à des comparateurs, des amplis-op ou encore des capteurs ?

Après le best-seller L'électronique en pratique de Charles Platt, lisez la suite du même auteur pour vous en convaincre. Grâce à 36 nouvelles expériences, cet ouvrage vous emmènera à la découverte d'une multitude de composants : amplis-op, comparateurs, compteurs, encodeurs, décodeurs, multiplexeurs, registres à décalage, bargraphes, timers, réseaux Darlington, phototransistors...

À qui s'adresse ce livre ?

Aux électroniciens en herbe, amateurs, bricoleurs, bidouilleurs, geeks, étudiants, musiciens...

À tous les makers qui souhaitent approfondir leurs connaissances en électronique.

Dans ce livre, vous apprendrez à :

mettre au point un testeur de télépathie avec des portes NAND, NOR et XNOR

construire un contestataire de bruit avec des amplis-op et des condensateurs de liaison

créer une version électronique du YiJing avec un décodeur et un compteur binaire

fabriquer un jeu de la fente magique avec un timer, un compteur et un multiplexeur



Électronique de puissance

Structures,
commandes, applications

10^e édition

Cours et exercices corrigés

Master
Ecoles d'ingénieurs

DUNOD

Électronique de puissance

Guy Séguier, Francis Labrique, Philippe Delarue

Dunod

L'électronique de puissance est la branche de la physique appliquée qui traite des convertisseurs statiques utilisant des semi-conducteurs de puissance pour modifier la présentation de l'énergie électrique.

Cet ouvrage donne la définition de l'électronique de puissance, de son vocabulaire, de ses méthodes de calcul et de raisonnement. Sont présentés les semi-conducteurs utilisés et les signaux rencontrés. Les convertisseurs de base, hacheurs, onduleurs, redresseurs, gradateurs sont ensuite étudiés ; les diverses structures sont comparées, les applications précisées. Cette étude est complétée par celle des alimentations à découpage, des onduleurs et alimentations à résonance et de convertisseurs d'apparition plus récente, convertisseurs matriciels et convertisseurs modulaires multiniveaux.

Régulièrement remis à jour au cours des éditions successives, ce livre reste irremplaçable pour les étudiants (Master et écoles d'ingénieurs) et les praticiens. Cette 10^e édition tient compte des évolutions récentes en électronique de puissance (composants, structures, commandes) et les exercices de fin de chapitre ont été renouvelés.



Arduino pour la domotique

Marc-Olivier Schwartz

Dunod

Cet ouvrage a pour objectif de vous initier à la domotique avec Arduino, et de vous guider pas à pas dans la réalisation de projets concrets pour équiper votre domicile de capteurs de température, de détecteurs de mouvement... afin de rendre votre maison plus "intelligente".

Chaque projet comporte :

- un rappel des principes d'électronique de base et la liste du matériel dont vous aurez besoin ;
- les différentes étapes du montage et de la mise en service, illustrées par des photos et des captures d'écran ;
- une explication détaillée du code (JavaScript, HTML...) à utiliser.

La dernière partie de l'ouvrage vous explique comment utiliser l'impression 3D pour construire vos propres boîtiers afin d'abriter vos montages.

- Introduction à Arduino
- Concevoir des installations autonomes (systèmes d'alarme, mesures de température, lampe intelligente)
- Concevoir des installations connectées (caméra de surveillance sans fil, arrosage automatique en fonction de la météo)
- Concevoir des circuits imprimés pour des installations personnalisées
- Construire ses propres boîtiers en impression 3D



Éclairage d'exposition

Musées et autres espaces.

Jean-Jacques Ezrati

Eyrolles

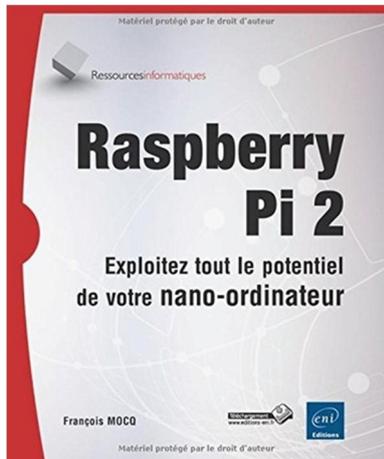
Cet ouvrage s'adresse à tous les étudiants et jeunes professionnels - qu'ils soient concepteurs lumière ou éclairagistes, architectes, scénographes, chefs de projets culturels, conservateurs ou techniciens - qui s'intéressent à l'éclairage d'exposition et souhaitent s'approprier les notions essentielles de cette activité.

Parce que la pratique de l'éclairage tire ses origines du côté du théâtre, c'est ce modèle historique qui est d'abord interrogé, afin de permettre aux lecteurs de découvrir différentes applications professionnelles et de les transposer.

L'éclairage est ensuite abordé dans sa dimension conceptuelle, car il est avant tout l'un des supports du message de l'exposition. L'auteur le décompose en de multiples variables lumineuses (plastiques, géométriques, spatiales et temporelles) qu'il faut apprendre à utiliser et combiner.

Du point de vue technique, les règles principales de conservation préventive et d'ergonomie visuelle sont bien sûr détaillées, ainsi que les différents aspects technologiques de l'éclairage dont la connaissance est essentielle. Ceux-ci comprennent la description des multiples sources artificielles (lampes fluorescentes, halogènes et LED), l'utilisation des filtres ou encore l'emploi de l'éclairage dynamique avec l'usage des protocoles, tel le DALI.

Plusieurs études de cas, tirées des expériences de l'auteur, et des entretiens avec des professionnels donneront des pistes concrètes pour exploiter toutes ces notions essentielles, à des degrés différents en fonction des situations.



Raspberry Pi 2 **Exploitez tout le potentiel de votre nano-ordinateur**

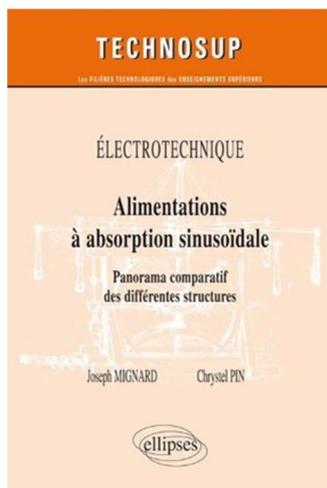
François Moco

Eni

L'objectif de ce livre est de fournir au lecteur des bases solides pour explorer les ressources offertes par le Raspberry Pi (modèles Pi 2 mais aussi B+, A+) tant du point de vue du système d'exploitation que du développement et de l'interfaçage physique. Aucun prérequis en Linux, en programmation ou en électronique n'est nécessaire.

Après une présentation physique du Raspberry Pi, vous aurez un aperçu des systèmes d'exploitation compatibles avec cet ordinateur. Vous serez guidé pour installer rapidement le système d'exploitation de votre choix sur une carte SD et rendre votre Raspberry Pi opérationnel. L'utilisation de NOOBS, outil d'installation d'un système, de récupération de la carte SD et de gestion du multiboot est expliquée en détail. Une première étape de découverte du système Linux à travers la ligne de commande précède la mise en oeuvre du Raspberry Pi en mode graphique. Vous verrez comment utiliser des mémoires de masse externes (clé USB, disque dur USB) et faire démarrer le Raspberry Pi sur un de ces supports de stockage externes. Vous apprendrez à utiliser les environnements de développement disponibles pour le Raspberry Pi : en Scratch et en Python. La description du GPIO suivie d'exemples d'utilisation des ports d'entrée-sortie du Raspberry Pi et de mise en oeuvre de cartes d'interface ouvrent la voie à des applications dans lesquelles le Raspberry Pi interagit avec le monde physique. Vous apprendrez comment transformer votre Raspberry Pi en poste bureautique avec la suite Libre Office (édition et impression), en média-center avec XBMC, en serveur web avec lighttpd et WordPress ou en caméra de vidéosurveillance capable de détecter un mouvement et de vous en avertir par email.

Enfin, dans le chapitre sur le dépannage, vous découvrirez comment utiliser les voyants du Raspberry Pi pour établir un premier diagnostic. Les principaux dysfonctionnements constatés sur le Raspberry Pi sont également expliqués avec des solutions à mettre en oeuvre pour les corriger..



Electrotechnique : alimentations à absorption sinusoïdale **Panorama comparatif des différentes structures**

Joseph Mignard

Ellipses

L'ouvrage propose une vue d'ensemble sur les structures d'alimentation à découpage, à absorption sinusoïdale, en mettant l'accent sur le dimensionnement et l'aspect technologique des composants afin de faciliter une réalisation.

Aujourd'hui, nombre d'appareils domestiques ou industriels comportent une alimentation à découpage. Leur multiplication engendre des perturbations sur le réseau EDF. Afin de maîtriser ces nuisances, la norme EN 61000-3-2, dérivée de la norme EN 60555-2, relative aux pollutions harmoniques, est obligatoire depuis 2001. Les alimentations à découpage à absorption sinusoïdale répondent aux exigences de cette norme, et plusieurs solutions technologiques ont vu le jour. L'intérêt principal de cet ouvrage est de regrouper les différentes structures existantes et de proposer un comparatif permettant de choisir la mieux adaptée à une application donnée.

L'ouvrage s'appuie sur l'étude complète des différents hacheurs afin de pouvoir présenter en détail les structures associées d'alimentation à découpage à absorption sinusoïdale. Il est très largement illustré par des représentations graphiques de qualité.



Les capteurs pour Arduino et Raspberry Pi

Tutoriels et projets

Tero Karvinen, Kimmo Karvinen, Ville Valtokari

Dunod

Vous avez envie de concevoir des montages avec Arduino ou Raspberry Pi qui interagissent avec leur environnement ?

Pour cela vous avez besoin de capteurs, et cet ouvrage vous aidera à passer rapidement des idées à la réalisation.

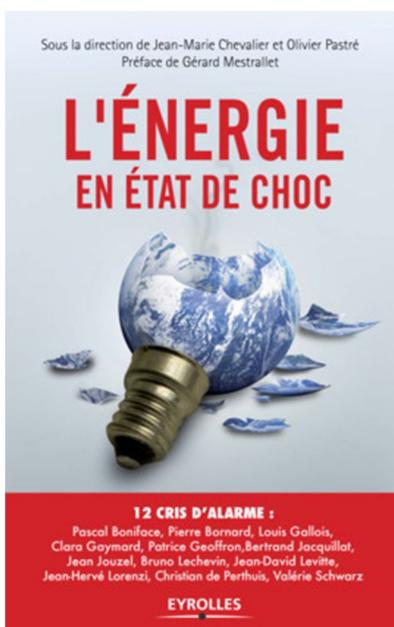
Chaque chapitre est consacré à un type de capteur (mouvement, lumière, son, etc.) et comporte :

- des expériences qui expliquent la manière d'utiliser un capteur ;
- des tests de validation ;
- un mini-projet qui montre comment combiner différentes technologies pour obtenir un montage performant.

Les nombreux exemples de code commentés vous seront précieux pour créer vos propres projets. Les montages que vous pourrez réaliser :

- un éthylotest personnel,
- un détecteur de fumée qui envoie un courriel d'alerte,
- une sonnette hantée qui sonne avant qu'on ne la touche,
- un jeu vidéo Pong,
- un dôme lumineux sensible à la couleur,
- un écran graphique qui réagit aux sons ambiants,
- une station météo...

Le code source des programmes et de nombreux liens et références utiles sont disponibles sur le site de référence de la version d'origine.



L'énergie en état de choc

12 cris d'alarme

Jean-Marie Chevallier, Olivier Pastré

Eyrolles

Le monde de l'énergie connaît actuellement une série de chocs Réchauffement climatique et transition énergétique, bien sûr, mais également baisse brutale du prix du pétrole, questionnements autour du nucléaire ou révolution des gaz de schistes, autant de bouleversements dont les enjeux réels ne sont souvent qu'effleurés dans le débat public.

Il y a pourtant urgence à se poser les vraies questions, car les conséquences des décisions prises affecteront profondément les générations à venir. C'est le défi qu'ont accepté de relever les experts rassemblés dans ce livre, parmi les plus incontestés : tirer collectivement la sonnette d'alarme pour éclairer nos choix énergétiques.

Les auteurs ne partagent pas tous le même point de vue, mais une conviction les unit : celle de la gravité de la situation, celle de son urgence, et celle de la possibilité d'agir encore efficacement pour trouver un équilibre énergétique durable.

Chers Collègues,

La XXIIème édition des Journées Jeunes Chercheurs en Génie Electrique (JCGE), associées maintenant depuis plusieurs années au Groupement de Recherche en Génie Electrique du CNRS (SEEDS) s'est déroulée cette année à Cherbourg dans les locaux de l'IUT rattaché à l'Université de Caen.

Cette XXIIème édition n'a pas failli à la tradition de rassembler, dans un esprit de convivialité et de dialogue, les jeunes thésards et post-doctorants. Ce fut aussi l'occasion à ces jeunes de présenter leurs travaux à une assemblée d'industriels de plus en plus importante.

De cette édition il faut retenir la valeur reconnue et appréciée des travaux, toujours d'un niveau international, la qualité des présentations tant orales que posters, mais aussi un retour en force des recherches en électrotechnique. A ce titre je voudrais remercier les jeunes, venus des quatre coins du monde, pour leur effort à présenter leurs travaux en français.

Toujours dans la tradition des JCGE, 3 prix « **SAFRAN** » ont été décernés :

- **Le Grand Prix de l'Innovation** à Jérémie CICERON de l'Institut Neel/ Laboratoire G2Elab de Grenoble
« Projet de lanceur électromagnétique à rails et l'alimentation par SMES (bobine supra) ».
- **Le Prix Industriel** à Sadok HMAN de l'IREENA, Université de Nantes.
« Modélisation et simulation d'un système multi-physique. Application à un stockeur d'énergie d'un ferry tout électrique ».
- **Le Prix Technologique** à Baptiste CHAREYRON du SATIE.
« Optimisation d'un palier magnétique actif auto-détecteur ».

Toujours dans la tradition, « La revue 3EI » nous fait le plaisir et l'honneur de publier un certain nombre de présentations, retenues comme lien entre la recherche et l'enseignement. Nous la remercions.

2015 fut donc un excellent cru avec plus de 120 participants, (29 laboratoires, 15 organismes publics ou parapublics et 15 industriels) tant au niveau des présentations par nos thésards, que de l'organisation unanimement reconnue comme parfaite, merci à Hamid GUALOUS et à son équipe de l'IUT de Cherbourg, ils nous laissent un merveilleux souvenir de dynamisme et de volonté de donner de Cherbourg deux images, celle d'une ville accueillante et celle d'un IUT aux compétences reconnues en génie électrique.

Les prochaines JCGE/SEEDS se tiendront en 2017, à présent en alternance avec SGE (Symposium en Génie Electrique). Rendez-vous donc en 2017 à ?

Michel AMIET
Président du Comité Scientifique JCGE

Conception d'un aimant vectoriel supraconducteur produisant 3 T dans une sphère de diamètre 100 mm

R. LINARES, K. BERGER, M. HINAJE, B. DOUINE, J. LÉVÊQUE

Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy – Université de Lorraine
Faculté des Sciences et Technologies, BP 70239, 54506 Vandoeuvre-lès-Nancy, France
rafael-antonio.linares-lamus@univ-lorraine.fr

Résumé : Les bobines supraconductrices à basse température critique sont conçues pour produire des champs magnétiques intenses à la température de fonctionnement de l'hélium liquide. Certaines d'entre elles ont été créées pour produire des champs magnétiques puissants et homogènes dans l'imagerie par résonance magnétique (IRM). Malheureusement, les paramètres critiques et mécaniques du matériau supraconducteur limitent les performances des bobines. La plupart du temps, les bobines sont également construites pour produire une induction magnétique homogène dans une seule direction $|B| = |B_x|$. Par conséquent, il est nécessaire de tourner le patient ou l'échantillon si une étude en fonction de l'orientation du champ magnétique est souhaitée. Cela n'est pas adapté à des expériences spécifiques ou des applications biomédicales où le patient aurait besoin d'être tourné. Pour trouver une réponse à ce problème, nous avons conçu une configuration des bobines qui saura satisfaire à ces exigences. Par conséquent, nous travaillons sur l'orientation à travers trois axes d'une forte induction magnétique. La conception a été faite en utilisant un logiciel électromagnétique 3-D afin de calculer les performances du système de bobines, d'optimiser l'homogénéité et de trouver une solution minimisant la quantité de fil. Les premiers résultats sont présentés pour un système de trois bobines de Helmholtz où chaque axe est placé suivant les coordonnées cartésiennes: x, y, z . Ce système est conçu pour 3 T d'induction magnétique au centre des bobines et une valeur maximale sur la bobine autour de 7.9T, pour un courant de fonctionnement de 110 A par bobine.

MOTS-CLES – Bobine supraconductrice, aimant vectoriel, conception, Helmholtz, application des supraconducteurs.

1. Introduction

La recherche des solutions pratiques aux problèmes de gestion d'énergie est en plein développement. Concernant la supraconductivité, on souhaite rendre accessible son application dans plusieurs domaines car la supraconductivité a un avantage pour les économies d'énergie : ses faibles pertes électriques. Les supraconducteurs sont majoritairement employés pour la production de champs magnétiques élevés. Ce qui permet de produire des aimants très puissants, utilisés par exemple dans la recherche sur les matériaux ou dans la recherche biomédicale. Dans ces domaines, il est parfois nécessaire d'avoir un champ magnétique intense qui peut être orienté sans avoir besoin de modifier la position de l'échantillon.

1.1 Brève description des fils supraconducteurs LTS

La supraconductivité a été découverte par hasard en 1911 par Kammerling Onnes. Depuis cette première découverte, de nombreux matériaux ont été identifiés

comme étant des supraconducteurs. Néanmoins, il a fallu attendre le début des années 1960 pour avoir leur utilisation en génie électrique. Le supraconducteur à basse température Niobium-Titane NbTi a été découvert par Matthias Kunzler, à la température de 4,2K. La supraconductivité est seulement possible sous certaines conditions de température, de champ magnétique et de densité de courant. Les trois paramètres critiques T_c , B_c , J_c , peuvent être représentés dans un espace tridimensionnel comme sur la Figure 1(a), où ils définissent une surface critique. Sous la surface, le matériau est à l'état supraconducteur et au-dessus, il est à l'état normal. Une autre propriété intéressante des supraconducteurs est leur densité de courant critique très élevée J_c , elle peut atteindre 3000 A/mm².

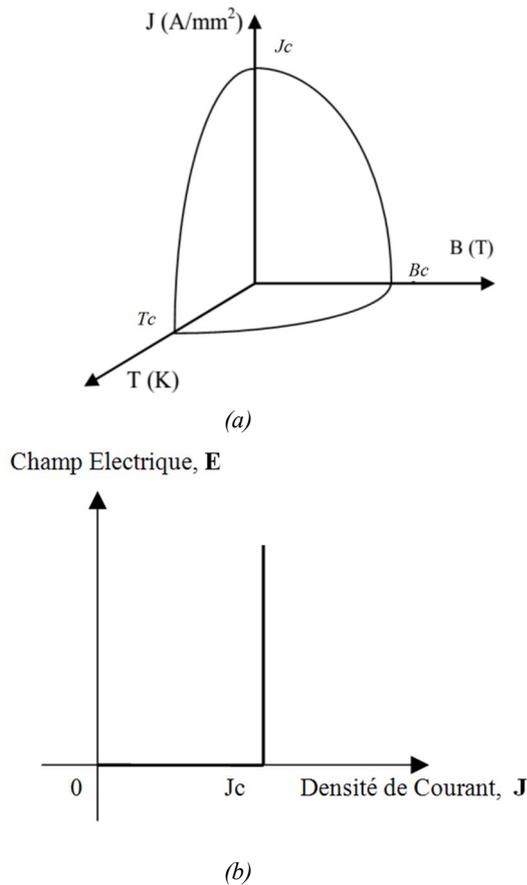


Figure 1 :
 a) Surface critique d'un supraconducteur.
 b) Modèle de Bean pouvant être utilisé pour les supraconducteurs.

Le premier fil supraconducteur a été réalisé en NbTi [1]. Pour plusieurs raisons dont la stabilité thermique et électromagnétique, il est fait de filaments d'un diamètre inférieur à 20 micromètres dans une matrice de cuivre. Le nombre de filaments peut être très élevé, dans les années 1990 un fil supraconducteur de 0,2 mm de diamètre avec plus de 200 000 filaments à l'intérieur a été réalisé.

Le modèle de Bean est la représentation la plus simple des supraconducteurs à basse température critique. Dans ce modèle, le courant dans le supraconducteur ne peut prendre que deux valeurs de densité de courant critique et une valeur nulle:

$$J = \pm J_c \text{ ou } J = 0.$$

La Figure 1(b) présente le comportement du champ électrique en fonction de la densité de courant d'un supraconducteur dans le cadre du modèle de Bean. La caractérisation des matériaux supraconducteurs permet de trouver la relation entre le champ électrique E et la densité de courant J . Le principe de mesure est relativement simple et consiste à mesurer la tension aux bornes d'un échantillon supraconducteur qui transporte du courant. La densité de courant critique J_c

est usuellement définie pour un critère de champ électrique de $1\mu V/cm$.

1.2 Aimants supraconducteurs

Les aimants terres rares peuvent produire des champs magnétiques de l'ordre d'un Tesla dans un petit volume. Dès qu'on a besoin d'un volume et d'un champ magnétique plus important, le champ magnétique doit être produit avec des électro-aimants. Les électro-aimants sont composés d'une bobine faite d'un fil conducteur, généralement de cuivre enroulé sur un axe. Il est donc nécessaire de faire circuler un courant électrique à travers la bobine pour produire un champ magnétique. Cependant tout fil conducteur comporte une résistance électrique, ce qui se traduit par des pertes électriques importantes si le courant est élevé et s'en suit l'échauffement de l'aimant. Pour résoudre cet inconvénient un fil supraconducteur peut être utilisé, sa résistance est nulle et les pertes sont réduites significativement. En somme, le fil supraconducteur permet de faire circuler une grande densité de courant pour générer des champs magnétiques élevés avec de faibles pertes.

Les grands aimants supraconducteurs sont principalement composés de bobines faites de fil supraconducteur à basse température critique. Ces bobines ont besoin d'être refroidies, généralement à la température de l'Hélium liquide, afin d'acquérir l'état supraconducteur du matériau. La principale application de ce type d'aimant est dans l'imagerie médicale dans les hôpitaux et dans des laboratoires de physique-chimie, pour caractériser des matériaux, pour stocker de l'électricité et dans les accélérateurs de particules. La forme de la bobine peut varier selon le type d'application et la plus utilisée est le solénoïde.

Dans des travaux précédents [2], l'étude des diverses géométries de bobines a été faite, le but est d'établir des relations importantes pour la production des champs magnétiques homogènes. Par exemple, le système de bobines de Merrit qui est composé de quatre bobines carrées concentriques, permet d'obtenir un grand volume homogène, ce qui suscite beaucoup d'intérêt pour diverses applications.

Le principal objectif de nos travaux est de trouver une géométrie capable de combiner homogénéité, fort champ et coût réduit. Dans cet article, on se propose de concevoir un aimant vectoriel capable de produire un fort champ magnétique orientable dans n'importe quelle direction avec une homogénéité du champ importante. Le vecteur de l'induction magnétique B est composé de trois composantes (B_x, B_y, B_z) capables de fournir des champs individuels de 1.73T et un module de 3T.

Par la suite, nous envisageons d'alimenter ces bobines avec une pile à combustible [3].

2. Matériels et Méthodes

2.1 Description

Dans un premier temps, le cahier des charges a été défini en fonction des tests envisagés sur des échantillons supraconducteurs à haute température critique. L'induction magnétique et le volume de travail ont été définis respectivement à 3T et une sphère de diamètre 100 mm. Le champ magnétique doit comporter trois composantes ce qui permettra la variation de l'orientation du vecteur de B . L'accès à l'échantillon dans le volume de travail a été conçu comme un conduit qui passe à travers les bobines, ce système permet d'avoir deux accès au centre. Ensuite, différents types d'arrangements ont été comparés, en fonction de l'homogénéité, du coût et de la facilité de construction. Les types étudiés ont été : Merrit, Lee-Whiting, Helmholtz [4], Sector Coil [5]. Finalement l'arrangement de bobines qui s'adapte le mieux aux contraintes est la configuration de Helmholtz. Sa construction est la moins complexe et la plus rapide, et ses performances magnétiques sont plus qu'acceptables.

Les bobines de Helmholtz sont constituées de 2 bobines circulaires de rayon R séparées par une distance égale à leur rayon. Elles permettent de produire une homogénéité supérieure à 90 % dans le volume de travail, ce qui remplit les conditions que nous nous sommes fixées pour les tests à réaliser. Les bobines de Helmholtz vont être placées en suivant chacune un axe du repère cartésien. Le système va donc être constitué de six bobines circulaires, deux par axe. Le rayon de chaque bobine de Helmholtz va être différent pour faciliter l'assemblage des bobines tout en respectant les conditions d'homogénéité, Figure 2. Le rayon $R_y = R$ de la bobine placée suivant l'axe y est pris comme référence, c'est la bobine de plus petite taille. Les autres rayons sont calculés par rapport à R_y avec des facteurs; $R_x = 1,31R_y$ pour la bobine Helmholtz suivant x et $R_z = 1,644R_y$ pour la bobine Helmholtz suivant l'axe z . Ces facteurs ont été calculés en fonction du placement géométrique des bobines.

La section de chaque bobine est de forme carrée car cela produit une zone uniforme plus grande, et sa réalisation est simple. Des calculs numériques ont montré l'influence de la section d'une bobine sur l'uniformité de l'induction magnétique[6].

Le système est placé dans l'air et ne comporte pas de fer dans sa construction. En effet, la saturation

magnétique du fer peut limiter l'induction magnétique dans le volume de travail. Les bobines seront soutenues par du G11 dans une structure qui va permettre de maintenir le système le plus parfaitement possible en position. Il est important d'assurer la tenue des bobines car elle affecte directement l'homogénéité. Les contraintes seront donc calculées pour dimensionner les structures de support.

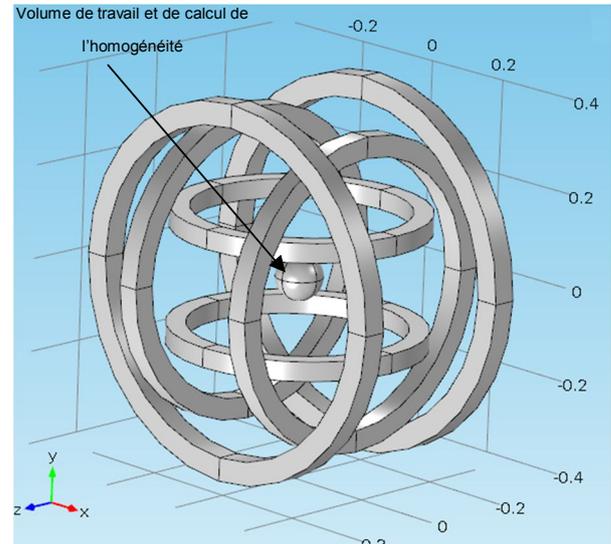


Figure 2 : Aimant vectoriel : système de bobines de Helmholtz à trois axes et volume de travail.

L'uniformité du champ magnétique est un facteur important pour le dimensionnement du système de bobines. Il doit exister un volume de travail, qui est le volume où l'on a besoin d'un champ homogène important. Dans notre cas il a été défini comme une sphère de 100 mm de diamètre et placée au milieu du système de bobines. Dans ce volume on souhaite une homogénéité supérieure à 90 %. Cela est suffisant pour caractériser des échantillons supraconducteurs à haute température critique, mais dans des expériences du type biomédical le volume de travail pourra être réduit significativement afin d'obtenir une homogénéité plus élevée.

L'expression (1) représente l'estimation de l'homogénéité H_o dans le volume de travail. Elle utilise les valeurs maximale et minimale de l'induction magnétique et sa valeur moyenne dans le volume.

$$H_o = 1 - \frac{\max(|\vec{B}|) - \min(|\vec{B}|)}{\text{moy}(|\vec{B}|)} * 100 \quad [\%] \quad (1)$$

On définit également une homogénéité par axe :

$$H_{o[x,y,z]} = 1 - \frac{\max(|\vec{B}_{[x,y,z]}|) - \min(|\vec{B}_{[x,y,z]}|)}{\text{moy}(|\vec{B}_{[x,y,z]}|)} * 100 \quad [\%] \quad (2)$$

Ce paramètre prend une place significative pour le dimensionnement de la taille finale du système de bobines.

Le fil NbTiSC56S53 de Supercon Inc. [7], a été choisi pour sa grande proportion en matériau supraconducteur (0.9:1) (Sc:Cu). Il peut donc transporter une densité de courant importante. Par contre, sa stabilité thermique est inférieure à d'autres fils. Il possède la caractéristique $I_c(B)$ montrée dans la Figure 4. Pour éviter la transition de l'état supraconducteur à l'état normal, le système de bobines doit avoir une droite de charge qui ne dépasse pas la caractéristique du fil. Donc pour une valeur de champ sur fil, il existe une valeur de I à ne pas dépasser. Les supraconducteurs à basse température critique, ont une transition à l'état normal très rapide. Pour cela, une marge de 20% sur la droite $I_c(B)$ est proposée comme un critère, afin d'éviter une transition accidentelle.

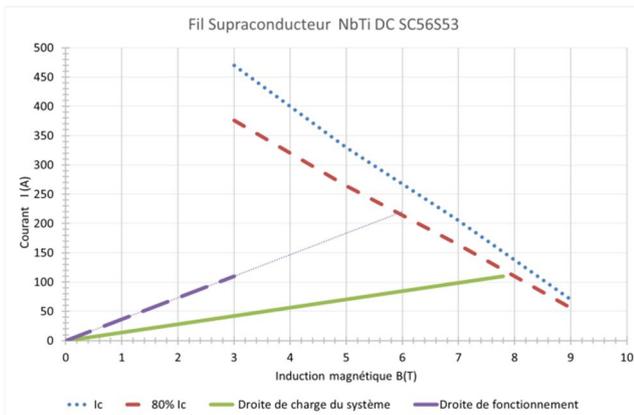


Figure 3 : Caractéristique du fil NbTi SC56S53 de SuperConInc., caractéristique avec marge de sécurité de 20% et droites de fonctionnement et de charge de notre système pour $R = 15$ cm.

Il est important de définir la droite de charge du système de bobines. Pour cela, une étude paramétrique est effectuée pour plusieurs valeurs de courant d'alimentation I et de tailles de bobine R . Comme le fil NbTi est composé d'un nombre important de filaments supraconducteurs à l'intérieur d'une matrice en cuivre, cela le rend plus fragile qu'un fil massif de cuivre. On doit donc tenir compte des limitations mécaniques afin d'éviter des dommages sur le fil. Son rayon minimal de courbure ne doit pas excéder deux fois le diamètre du fil.

Les critères pour réaliser une optimisation du système ont été basés sur la production de 3T dans le volume de travail défini. On s'intéresse à obtenir la même droite de fonctionnement pour chaque bobine de Helmholtz. Comme la bobine de Helmholtz placée dans l'axe y est la bobine la plus petite, on la prend comme référence. Pour le calcul de l'induction

magnétique maximale B_{max} sur le fil, le nombre de spires de chaque groupe de bobines N_x, N_y, N_z est défini afin d'obtenir la même norme de B produite par groupe de bobines pour la même valeur de courant d'alimentation. Cela engendre différentes valeurs de spires N_x, N_y, N_z . Il en résulte également que les sources de courant destinées à alimenter chaque bobine de Helmholtz vont avoir les mêmes caractéristiques électriques.

2.2 Simulations

Dans un premier temps, on a créé un modèle sur Comsol pour le système de bobines. Comsol est un logiciel de calcul 3D électromagnétique par éléments finis. Dans ce modèle, il a été nécessaire de réaliser une étude paramétrique pour trouver les valeurs des dimensions physiques et électriques de la bobine. Avec les contraintes évoquées en 2.1, on peut trouver des solutions qui correspondent à notre cahier des charges.

Les paramètres du modèle $R = R_y$ et le courant I vont permettre la mise en œuvre de l'étude sous la contrainte des valeurs critiques B_c et I_c . Le modèle géométrique est paramétré en fonction de la valeur du rayon R_y de la bobine circulaire correspondante à l'axe y . La géométrie s'adapte automatiquement aux variations de la valeur de R_y . Cela évite que les bobines se chevauchent entre elles, et assure leur séparation.

La configuration de bobines est représentée dans la Figure 2. Les six bobines ont été connectées en série, cela représente la condition la plus défavorable de fonctionnement. Il a été nécessaire de faire cette première étude afin de trouver la valeur précise et la position du module de l'induction magnétique maximale sur le fil supraconducteur B_{max} . Cette valeur permet d'estimer le courant critique I_c nécessaire pour éviter de faire transiter les bobines. Dans la Figure 3, avec la valeur de B_{max} obtenue dans la simulation pour le système avec $R = 15$ cm, la valeur de I_c est clairement déterminée.

Le modèle a été conçu avec le module électromagnétique, les bobines sont placées dans l'air et elles ont été paramétrées avec la fonction Multi-turn coil. Cela permet de gérer un grand nombre de spires et assure l'uniformité dans la distribution spatiale des spires. Un maillage très fin a été mis en place dans tout le système de bobines, si on veut réduire au maximum les perturbations produites par une défaillance dans le maillage. Par contre, un tel niveau de précision demande un temps de calcul beaucoup plus grand. Pour cela, nous avons donc créé un modèle sur un huitième de la totalité de la géométrie. Le problème posé n'étant pas symétrique et pour trouver une solution, nous avons configuré trois systèmes symétriques sur 1/8 de

la géométrie et nous avons appliqué le principe de superposition car tout est linéaire. Les bobines sont alimentées par un courant continu. Sur la Figure 4, ce modèle est utilisé pour l'évaluation de B_{max} .

Pour la détermination de l'homogénéité H_0 de B , un calcul post-traitement de Comsol a été réalisé.

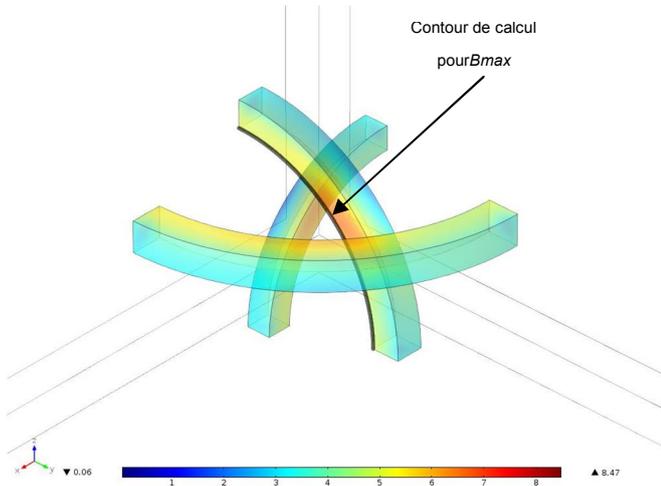


Figure 4 : Représentation de la norme de B sur un modèle 1/8 du système de bobines avec le contour de calcul pour B_{max} .

3. Résultats

Les simulations faites avec Comsol en 3D ont aidé à la détermination des valeurs critiques pour le bon fonctionnement des bobines. Une des principales valeurs à trouver était l'induction magnétique maximale B_{max} sur le fil supraconducteur, l'homogénéité H_0 du module de B dans le volume de travail.

Dans la Figure 5, on voit les courbes correspondant à différentes valeurs d'induction magnétique pour une valeur de $R_y = 15\text{cm}$ et un courant de 110A. Les courbes qui représentent les composantes du vecteur B ont été relevées sur une ligne suivant l'axe correspondant à la composante, i.e. B_x suivant l'axe x soit $B_x(x)$.

Le champ maximal a été relevé sur le bord intérieur de la bobine circulaire suivant x , où le module de B prend sa valeur maximale de tout l'ensemble Figure 6.

Les résultats obtenus pour B_{max} d'après l'étude paramétrique sont également montrés dans le Tableau 1.

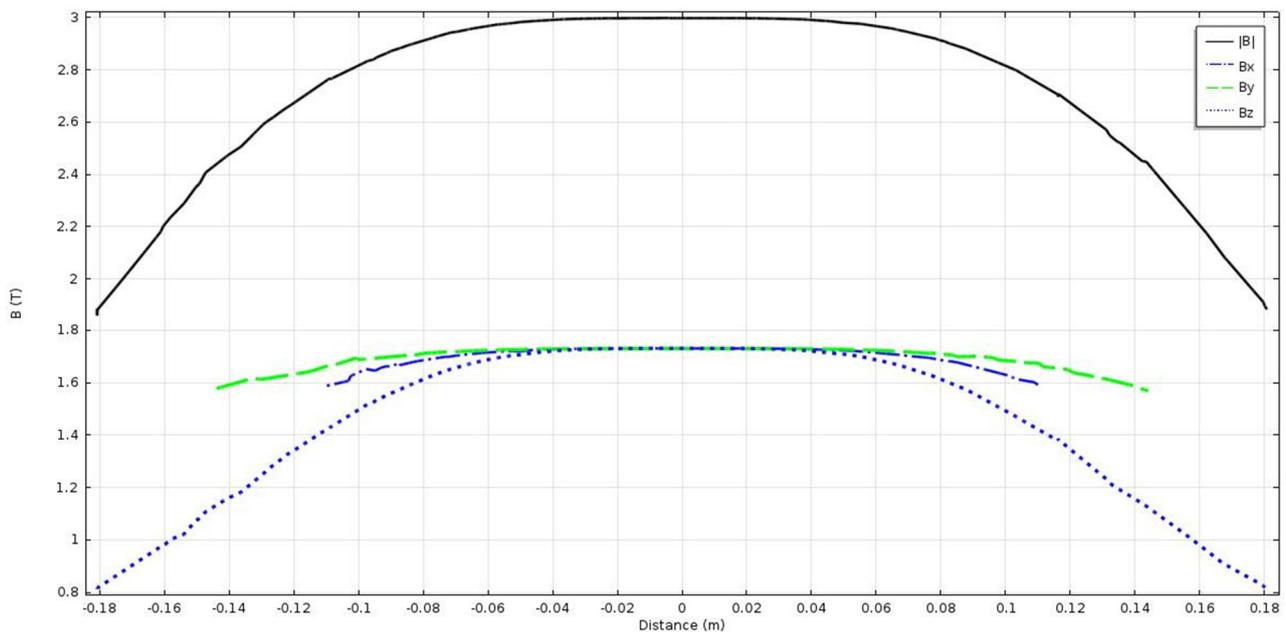


Figure 5 : Valeurs de $B_x(x)$, $B_y(y)$, $B_z(z)$ et $|B|(y)$ produit par notre système de bobines après optimisation, pour une valeur de $R = 15\text{ cm}$ et $I = 110\text{A}$.

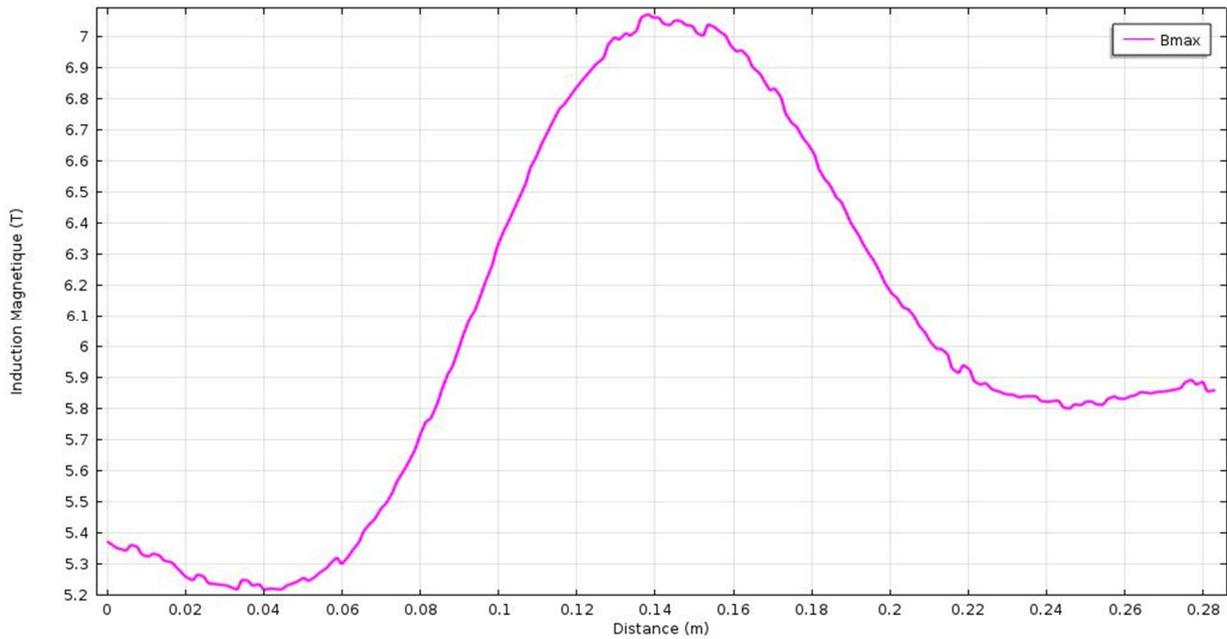


Figure 6 : Valeurs de Bmax sur le bord intérieur de 1/8 de la bobine suivant x après optimisation, pour une valeur de R = 15 cm et I = 110A.

Tableau 1. Bmax sur le fil supraconducteur de la bobine suivant x en fonction du courant et du rayon de la bobine de Helmholtz suivant l'axe y.

I (A)	Bmax									
	Ry (cm)									
100	6,52	6,65	6,64	6,93	7,03	7,34	7,66	7,66	7,77	7,81
110	7,25	7,31	7,31	7,62	7,73	8,08	8,43	8,43	8,55	8,60
120	7,90	7,98	7,97	8,31	8,43	8,81	9,19	9,20	9,33	9,38
130	8,58	8,64	8,64	9,01	9,14	9,55	9,96	9,96	10,11	10,16

I est le courant de l'alimentation en ampères, Bmax est l'induction magnétique maximale sur le fil supraconducteur.

La valeur du module de B au centre du système est présentée dans le tableau 2 :

Tableau 2. Module de B au centre du système en fonction du courant et du rayon de la bobine Helmholtz suivant l'axe y.

I (A)	B									
	Ry (cm)									
100	2,72	2,72	2,72	2,72	2,72	2,72	2,72	2,72	2,72	2,72
110	3,00	3,00	3,00	3,00	3,00	3,00	3,00	3,00	3,00	3,00
120	3,27	3,27	3,27	3,27	3,27	3,27	3,27	3,27	3,27	3,27
130	3,54	3,54	3,54	3,54	3,54	3,54	3,54	3,54	3,54	3,54

L'homogénéité du champ magnétique mesuré dans le volume de travail en forme de sphère de diamètre 100mm est représentée dans la Figure 7.

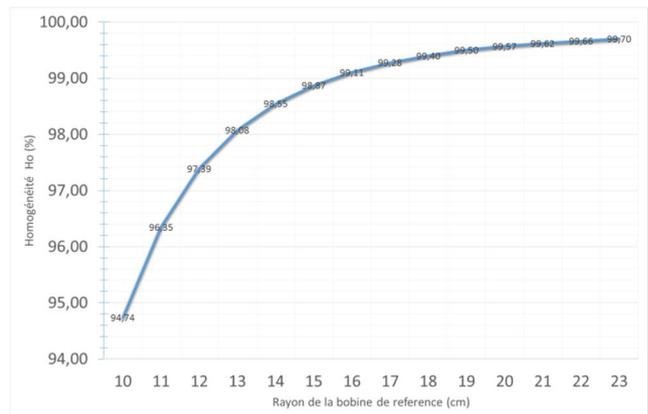


Figure 7 : Valeurs de l'homogénéité dans le volume de travail, en fonction du rayon Ry de la bobine de référence suivant y.

Tableau 3. Longueur, masse et coût du fil SC56S53 en fonction du rayon Ry.

Rayon Ry (cm)	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
Longueur de fil (km)	11,9	14,4	17,1	20,1	23,3	26,8	30,5	34,4	38,6	43,0
Masse de fil (kg)	12,3	14,9	17,7	20,8	24,1	27,7	31,5	35,5	39,8	44,4
Coût (k€)	6,0	7,2	8,6	10,1	11,7	13,4	15,2	17,2	19,3	21,5

4. Discussion

Les résultats de la Figure 5 montrent que la première étape d'optimisation a réussi à produire des champs individuels Bx, By et Bz d'une valeur égale pour une même valeur de courant. En outre, la caractéristique de fonctionnement du système est unifiée et cela va rendre plus simple le contrôle du

vecteur B . Par ailleurs, les valeurs des composantes de B sont très homogènes dans la zone de travail.

Les valeurs de rayon qui ont suscitées le plus d'intérêt pour nous sont celles compris entre 12 et 15 cm car des valeurs supérieures impliquent une longueur du fil supérieure et l'apport sur la valeur de $|B|$ n'est pas très élevé. Le rayon de 15 cm offre une géométrie qui permet, sans trop de contraintes, le placement d'un cryostat au milieu du système. Les valeurs inférieures à 15 cm limitent le placement du cryostat. Dans ce cas, à moindre coût, la taille la plus favorable correspond au rayon de 15 cm. La Figure 6, représente l'allure de B_{max} sur le bord intérieur d'une des bobines suivant x . C'est sur ce contour que la valeur de $|B|$ va être toujours maximale, il s'agit d'une région où les bobines sont proches entre elles.

Les résultats affichés dans le Tableau 1 et le Tableau 2 correspondent à B_{max} et $|B|$. Pour comprendre les valeurs montrées dans ces tableaux, prenons cet exemple : on souhaite produire ~3 T. Avec un système de bobines $R_y = 15$ cm, un courant de 110 A, permet d'atteindre 3 T. Au-delà, la valeur B_{max} dépasse la valeur correspondant à 80 % de B_c de la caractéristique du fil. Dans les systèmes de rayon inférieur, on peut continuer à augmenter le courant jusqu'à atteindre le B_{max} de chaque système. Les paramètres en vert sont les seules valeurs qui vont assurer le fonctionnement correct du système. Le tableau 3, montrent les résultats du calcul de H_o . Pour le rayon de 15 cm, on a une valeur d'homogénéité de 98,87 %. Ces résultats montrent le comportement de H_o en fonction des dimensions du système.

Comme il est nécessaire de refroidir les bobines à la température de l'Hélium liquide, le calcul de la masse des bobines est indispensable. Le Tableau 3 montre également la quantité de fil en kilomètres pour construire l'ensemble des bobines, sa masse et le coût correspondant. Dans la conception de ce système, la prise en compte des coûts est nécessaire pour la réalisation totale de l'expérience. La configuration retenue avec bobine suivant y de rayon de 15cm a un coût total de 13,4 k€ pour environ 27,7km de fils supraconducteurs. Il faut encore ajouter le coût du cryostat environ 16k€ et les coûts des autres éléments pour le fonctionnement complet du système.

5. Conclusion

L'objectif de ce travail a été d'étudier la conception d'un aimant vectoriel supraconducteur, capable de produire une induction magnétique élevée, orientable et uniforme. Les résultats ont montré qu'un système de bobines composées par des bobines de Helmholtz peut s'adapter à ces exigences. Un point

important est que sa construction est moins compliquée que d'autres systèmes et permet une étape de calcul et de modélisation plus simple. L'absence de fer dans la structure produit un comportement linéaire du système, il reste à étudier les effets d'un écran magnétique externe, pour réduire la pollution magnétique autour du système (courbe des 5 Gauss).

La présence de trois composantes B_x , B_y et B_z de l'induction magnétique sur le fil supraconducteur réduit significativement ses performances à la différence d'un aimant soumis à une seule composante. Le B_{max} devient une variable très importante pour sa conception.

L'uniformité de l'induction magnétique a un comportement non linéaire sur le volume de travail défini. Les valeurs trouvées pour la configuration composée de trois bobines de Helmholtz, ont une homogénéité très bonne pour des applications dans le génie électrique. Si l'on a besoin d'une homogénéité plus importante, la taille des bobines augmente et cela élève le coût du fil supraconducteur, qui représente une partie non négligeable du prix total.

Références

- [1] J.K. Hulm and R.D. Blaugher, "Superconducting solid solution alloys of the transition elements", *Physical Review*, vol. 123 n° 5, pp. 1569-1580, (1961).
- [2] J. L. Kirschvink, "Uniform magnetic fields and double-wrapped coils systems," *Bioelectromagnetics*, vol. 13, pp. 401-411, (1992).
- [3] M. Hinaje, K. Berger, J. Lévêque, B. Davat, "Superconducting Coil fed by PEM Fuel Cell", *International Journal of Hydrogen Energy* vol. 38 n° 16, pp. 6773-6779, (2013).
- [4] E.L. Bronaugh, "Helmholtz coils for calibration of probes and sensors: limits of magnetic field accuracy and uniformity", *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Symposium Record*, (1995).
- [5] L. Rossi, Ezio Todesco, "Electromagnetic design of superconducting dipoles based on sector coils", *Physical Review Special Topics - Accelerators and Beams*, vol. 10, pp. 112401, (2007).
- [6] T. Johansson, P. Jensen C. Krag, "Helmholtz coils for characterization of magnetic sensors", 10061 Fagpakkeprojekt (Teknisk Fysik), (2003).
http://www.nanotech.dtu.dk/~media/Institutter/Nanotech/Research/Research-groups/magnetic_systems/publications/other%20reports/fpp_2003_tj_pj_ck.ashx?la=da
- [7] Supercon INC. <http://www.supercon-wire.com/>

Le projet de lanceur électromagnétique à rail et l'alimentation par SMES

J. CICÉRON, P. TIXADOR*, P. LEHMANN**, A. BADEL*, M. AMIET***

* Institut Néel, G2ELab CNRS/G INP/UJF Bât E 25 rue des Martyrs, 38 042 Grenoble Cedex 09 - France

** ISL, 5 rue du Général Cassagnou - BP 70034, 68 301 SAINT-LOUIS Cedex - France

*** DGA/DET/CEP, 7-9 rue des Mathurins, 92 221 Bagneux Cedex - France

jeremie.ciceron@g2elab.grenoble-inp.fr

Résumé : Les lanceurs électromagnétiques à rails autorisent des vitesses extrêmement élevées, au-delà de 2000 m/s surclassant les canons à poudre. Cet article développe l'alimentation par une bobine supraconductrice qui constitue une source impulsionnelle de courant particulièrement bien adaptée. Les aimants supraconducteurs sont abordés, leur limite en énergie spécifique entre autres. Les gains potentiels de cette solution par rapport aux capacités utilisées actuellement sont exposés, l'énergie de départ est bien réduite pour un projectile et une vitesse donnés. Le travail réalisé pour le programme de développement de la DGA avec des laboratoires Grenoblois sur ce stockage magnétique supraconducteur est exposé. Les projets en cours dans le cadre du projet BOSSE pour poursuivre ce programme sont présentés.

MOTS-CLES – Lanceur électromagnétique, SMES, système d'alimentation impulsionnel, supraconducteurs haute température critique, S3EL.

1. Introduction

La DGA soutient depuis 2004 un projet de lanceur électromagnétique alimenté par SMES. Pour cela, elle a réunis les compétences de l'Institut Saint Louis, spécialistes des lanceurs à rails, et du département application de la supraconductivité du CNRS Grenoble. Cette technologie continue d'être développée pour la DGA dans le cadre du projet BOSSE, commencé en décembre 2014.

2. Lanceur électromagnétique à rails

2.1 Description

Les lanceurs électromagnétiques à rails sont constitués de deux rails conducteurs, parcourus par un courant I, entre lesquels se trouve un projectile comportant une ou plusieurs parties conductrices et pouvant glisser le long des rails (Figure 1). Sous l'action du champ magnétique créé par I, le projectile est soumis à la force de Laplace telle que :

$$\vec{F} = I \vec{\ell} \times \vec{B} \dots\dots\dots(1)$$

où ℓ est la distance entre les rails et B l'induction magnétique au niveau du projectile. L'amplitude F de cette force appliquée au projectile est donnée par la relation fondamentale (2) où L' est le gradient d'inductance des rails selon l'axe longitudinal du lanceur:

$$F = \frac{1}{2} L' I^2 \left[L' = \frac{dL}{dx} \right] \dots\dots\dots(2)$$

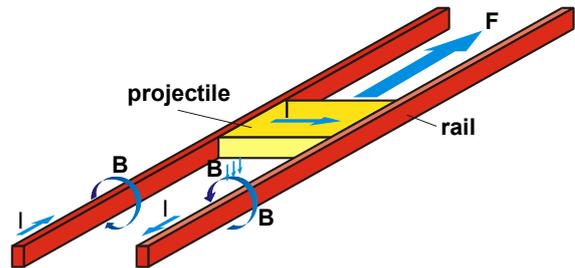


Figure 1 : schéma d'un lanceur électromagnétique à rails et lanceur à rails PEGASUS de 10 MJ.

Ces lanceurs permettent d'accélérer des projectiles jusqu'à des vitesses de plus de 2000 m/s avec des impulsions de courant ayant des valeurs maximales de quelques centaines de kA à quelques MA. Dès 1984, l'ISL a lancé des travaux de recherche exploratoire sur l'intérêt des lanceurs électriques et sur l'opportunité de démarrer un programme de recherche sur le sujet. À partir de 1995 l'ISL a conçu puis construit un lanceur à

rails de moyen calibre (≤ 50 mm) de 6 m de long [1, 2]. Ce lanceur, PEGASUS, a été opérationnel début 1998. Il est alimenté par une source d'énergie capacitive modulaire composée de 200 modules 50kJ. Celle-ci est distribuée le long du tube du lanceur et l'injection du courant est synchronisée avec le passage du projectile (alimentation appelée "distribution spatio-temporelle de l'énergie" dite "DES"). Le courant dans les rails monte jusqu'à 1MA.

2.2 Alimentation

2.2.1 Solution actuelle

Un lanceur électromagnétique est pratiquement un court-circuit surtout au début du tir. En première approximation, la résistance et l'inductance du lanceur sont en effet proportionnelles à la distance (x) du projectile par rapport à sa position initiale. Une source de type inductive est donc obligatoire. Pour pouvoir utiliser une capacité, un circuit de mise en forme est par conséquent indispensable. Il s'agit d'une inductance et d'une diode dite de « crowbar » (Figure 2). L'inductance possède une résistance R . L'énergie de la capacité est transférée à cette inductance qui alimente ensuite le lanceur. La résistance R entraîne des pertes qui sont importantes pour les petits lanceurs, mais beaucoup moins pour les gros lanceurs.

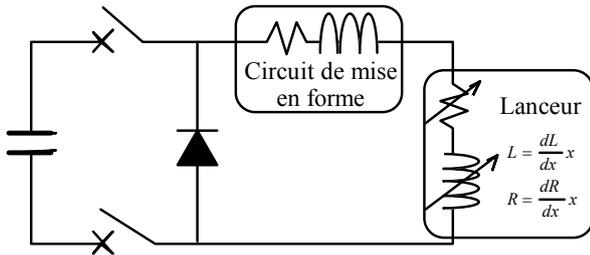


Figure 2 : alimentation d'un lanceur avec une capacité comme source impulsionnelle.

2.2.2 Inductance supraconductrice

C'est finalement une inductance qui alimente le lanceur dans le cas de capacités comme source impulsionnelle (Figure 2). Dans ces conditions, pourquoi ne pas utiliser directement une inductance comme source ? Il faut par contre que la constante de temps de l'inductance soit suffisamment élevée pour que son énergie soit transférée au lanceur et non transformée en effet Joule. Une inductance supraconductrice serait-elle la solution ? Pour répondre à cette question, nous allons présenter les bobines supraconductrices comme système de stockage puis les travaux menés dans ce domaine avec la DGA.

3. Bobine supraconductrice - SMES

3.1 Présentation

Une inductance supraconductrice (inductance propre L) court-circuitée stocke de l'énergie magnétique (W_{mag}) via le courant (I) qui reste constant puisque la résistance du supraconducteur est nulle.

$$W_{mag} = \frac{1}{2} L I^2 = \frac{1}{2} \iiint_{Espace} B H dx dy dz \quad (3)$$

Une bobine supraconductrice soigneusement court-circuitée supérieure peut présenter une constante de temps de 105 ans [3]. La même bobine en cuivre à 300 K, aurait une constante de temps de 20 μ s. La supraconductivité est donc indispensable pour un stockage magnétique sur des durées supérieures au 10^{ème} de seconde. Quand le court-circuit est ouvert, l'énergie stockée est transférée en totalité ou en partie à la charge en réduisant le courant de la bobine. Ce dispositif de stockage magnétique est généralement désigné sous son acronyme anglais : SMES (Superconducting Magnetic Energy Storage [4.5]). Un SMES est une source de courant. C'est le dual d'un condensateur, source de tension. Trois éléments principaux composent un SMES comme source impulsionnelle: aimant supraconducteur avec sa structure mécanique pour reprendre les forces de Lorentz, système cryogénique (cryostat (enceinte cryogénique), cryoréfrigérateur y compris son compresseur, ...), contrôle/commande/régulation de l'ensemble (cycles de fonctionnement, cryogénie, protection de l'aimant, ...).

3.2 Performances

Les véritables limites de l'énergie stockée dans un SMES sont la reprise des forces considérable de Lorentz liée à l'induction magnétique et aux fortes densités de courant dans les supraconducteurs, ainsi que la stabilité de l'aimant. Le théorème du Viriel [6] donne une relation entre le poids de la structure mécanique qui reprend les forces d'un aimant et l'énergie magnétique (W_{mag}) de cet aimant. La limite ultime est donnée lorsque toute la structure travaille uniquement en traction. L'expression de la masse minimale est alors :

$$M_{min} = \frac{d}{\sigma} W_{mag} \quad (4)$$

σ : contrainte de traction admissible ; d : densité du matériau de structure.

Pour une contrainte de 100 MPa dans l'acier, le théorème du viriel donne une valeur ultime d'énergie stockée par unité de masse de 12,5 kJ/kg. Des contraintes supérieures à 100 MPa sont possibles, mais l'énergie massique sera toujours limitée à quelques dizaines de kJ/kg. Le diagramme de Ragone (Figure 3), compare la puissance et l'énergie par unité de masse pour les SMES et d'autres technologies plus mûres. Pour les SMES, la zone grise indique les valeurs atteintes actuellement. La zone noire couvre des valeurs théoriquement possibles, mais qui nécessitent des recherches et des développements. Si un SMES ne stocke qu'une densité massique d'énergie modérée, il peut libérer l'énergie dans un temps extrêmement

court. La puissance par unité de masse n'a pas de limite théorique et est donnée par le produit du courant de l'aimant et de la tension maximale admissible. Pour atteindre des puissances élevées, des courants importants et une excellente isolation électrique sont donc indispensables. Ces caractéristiques font des SMES des sources de puissance et non d'énergie. Le SMES se place résolument pour les puissances élevées et des temps de décharge courts. C'est une source impulsionnelle d'énergie très bien adaptée au lanceur électromagnétique.

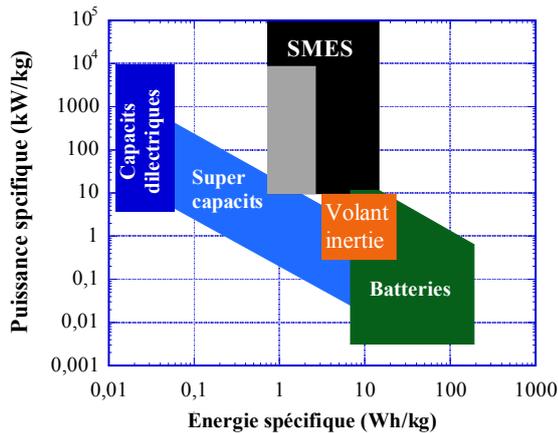


Figure 3 : Diagramme de Ragone pour les SMES, batteries, volants d'inertie et capacités

4. Alimentation directe par un SMES

Pour toutes les raisons exposées précédemment, le SMES convient tout particulièrement comme source d'énergie pour le lanceur électromagnétique. Le rendement de conversion d'énergie avec un SMES est plus élevé comparé aux capacités puisqu'il n'y a plus de pertes dans le circuit de mise en forme. Le principe est simple : la source primaire charge l'aimant. Une fois chargé, le SMES est court-circuité et le projectile est mis dans le lanceur. Il suffit alors d'ouvrir l'interrupteur pour déclencher le tir.

Le choix de l'énergie initiale du SMES est un paramètre important. Il est intéressant de surdimensionner le SMES en énergie pour que le courant varie peu lors de la décharge pour maintenir une poussée régulière (Eq. (2)) pendant tout le tir. Pour augmenter le courant de décharge d'un SMES, l'aimant peut être subdivisé en plusieurs bobines chargées en série et déchargées en parallèle [7]. C'est le principe d'alimentation XRAM.

Plusieurs calculs ont été menés pour quantifier les gains potentiels de l'alimentation directe par SMES. Ils sont regroupés dans le tableau 1 en considérant un petit et un « gros » lanceur. Deux hypothèses ont été étudiées avec le SMES : même énergie initiale ($W_{\text{capa}} = W_{\text{SMES}}$) ou bien même courant maximum. Le gain apporté par le SMES apparaît nettement sur le rendement énergétique du système. En fait ce gain est important avant tout pour le dimensionnement de la

source initiale, peu surdimensionnée par rapport au besoin réel, l'énergie cinétique du projectile. C'est d'autant plus important que l'énergie volumique ou massique d'un SMES reste modérée. Ce point est cependant à nuancer puisque pour maintenir une poussée importante pendant tout le tir, il est préférable de surdimensionner le SMES en énergie. L'énergie dissipée n'est pas vraiment la grandeur pertinente puisqu'il faut considérer l'énergie pour le système de refroidissement d'un SMES. Celle-ci est rapidement élevée : un cryoréfrigérateur « classique » consomme 7 kW soit 25,2 MJ/heure.

	Petit lanceur ($W_{\text{cinétique}} = 1,4 \text{ kJ}$)			Gros lanceur ($W_{\text{cinétique}} = 800 \text{ kJ}$)		
	Capas	SMES		Capas	SMES	
W_o (MJ)	0,11	0,11	0,03	3	10	2,5
I_{max} (kA)	160	60	160	800	435	800
W_{dis} (kJ)	108	30	28	2100	630	750

Tableau 1 : Performances comparées de lanceurs alimentés par capacité ou SMES.

5. Projet DGA/CNRS/ISL

Compte tenu des potentialités militaires des SMES notamment pour les lanceurs électromagnétiques à rails, la DGA a mené un programme important dans le domaine. Il s'est décliné en deux phases :

- Phase 1 (2004 – 2007) avec Nexans et le CNRS pour développer la technologie de base des SMES avec des supraconducteurs à haute température critique, qui a permis la construction d'un SMES de 800kJ en rubans BiSrCaCuO [8]. Ce SMES (SMES I) était refroidi à 20 K par conduction thermique.
- Phase 2 (2008-2011) avec l'ISL et le CNRS pour développer notamment les SMES adaptés aux lanceurs, optimiser la chaîne d'alimentation et améliorer la densité d'énergie des SMES. Dans la phase 2, nous avons modifié profondément les SMES I [9] pour avoir deux enroulements indépendants (Figure 4), pour pouvoir les décharger séquentiellement et modéliser un lanceur à distribution spatio-temporelle. Un des deux enroulements permettait de connecter trois sous enroulements en série ou en parallèle pour tester le procédé XRAM de multiplication du courant.

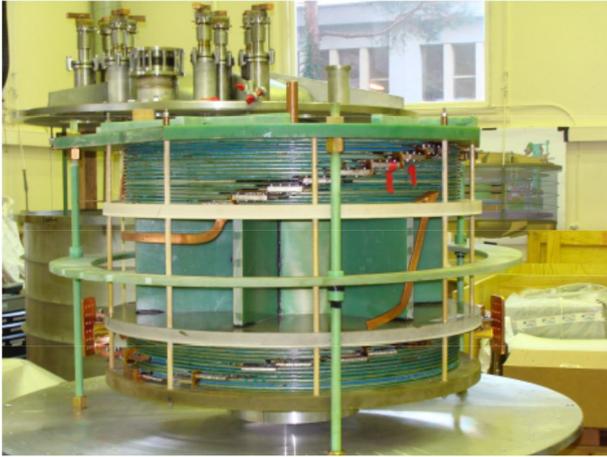


Figure 4 : SMES II avec deux enroulements électriquement indépendants

La phase 3 du projet vient de démarrer dans le cadre du projet BOSSE (2014-2017). Ce projet a pour objectif la fabrication de deux démonstrateurs technologiques différents. D'une part un SMES à forte densité d'énergie, D'autre part, un concept innovant d'un SMES couplé à un lanceur, dénommé S3EL pour Self Supplied Superconducting Electromagnetic Launcher.

5.1. SMES haute densité d'énergie

L'objectif de ce démonstrateur est d'améliorer la densité d'énergie massique des SMES et de battre le record de densité d'énergie d'un aimant supraconducteur, record détenu actuellement par un détecteur pour l'astrophysique 13,4 kJ/kg [10] (550 kJ / 41 kg pour l'aimant). Nous utiliserons pour cela des conducteurs supraconducteurs haute température critique de seconde génération de type ReBCO (Rare Earth Baryum Cuivre Oxygène), refroidis à 4,2°K.

Ces conducteurs sont aujourd'hui les plus performants à haut champ disponibles en grandes longueurs. Néanmoins, à cause de la structure cristalline 2D des supraconducteurs ReBCO, le courant critique de ces conducteurs dépend très fortement de l'orientation du champ magnétique par rapport à la surface du ruban. Par exemple à 10T à 4.2°K, on a un courant critique de 4600A/cm si le champ B est orienté parallèlement au ruban (champ longitudinal) et seulement de 800A/cm si le champ est perpendiculaire au ruban (champ transverse), soit une différence de facteur 6 (Figure 5).

Cette forte anisotropie du conducteur impacte nos choix de design. Il est bien connu [11] que pour un matériau isotrope, la géométrie de bobinage qui permet d'obtenir la meilleure densité d'énergie est le solénoïde. Cependant, dans notre cas, pour pouvoir tirer parti des performances exceptionnelles de transport de courant des rubans ReBCO, il est préférable de minimiser la composante transverse du champ B auquel sont soumis les conducteurs. C'est pourquoi nous nous orientons

vers l'étude d'une bobine toroïdale plutôt que solénoïdale (figure 6).

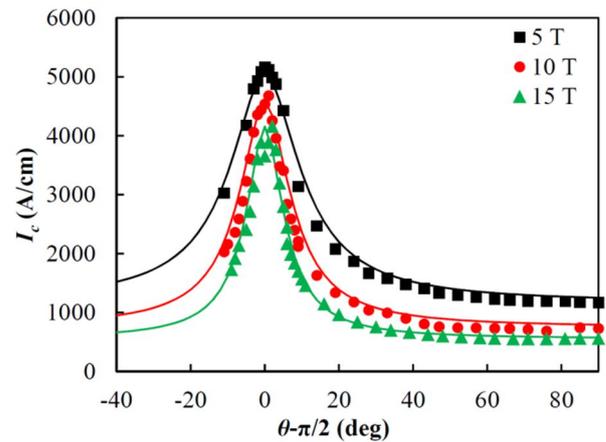


Figure 5 : Courant critique d'un ruban ReBCO à 4.2°K en fonction de l'angle θ entre le champ B et la normale au ruban.

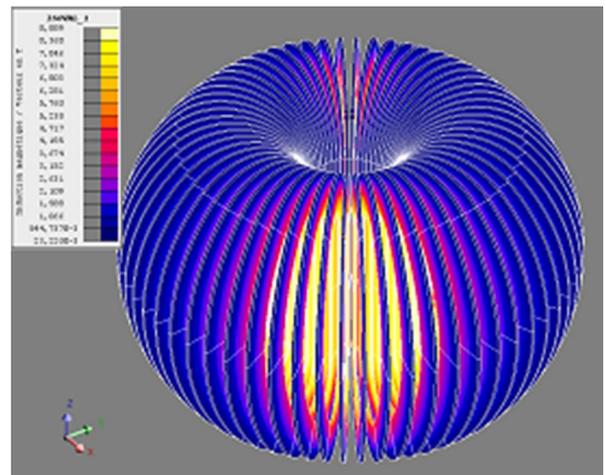


Figure 6 : Pré-design du SMES II (diamètre total : 633mm)

5.2. Démonstrateur S3EL

Le concept S3EL (Figure 7), breveté par la DGA et le CNRS [12], est un lanceur électromagnétique alimenté par SMES, mais a ceci de particulier que le SMES est un dipôle parallèle aux rails du lanceur. Ceci a pour avantage que le champ B généré par le SMES est utile pour augmenter l'induction magnétique entre les rails (principe du lanceur dit « augmenté »).

On peut ainsi réduire considérablement le courant de fonctionnement du lanceur pour une même accélération du projectile. Un autre avantage du S3EL est qu'il permet de récupérer dans le SMES une partie de l'énergie de magnétisation des rails une fois le tir effectué et ainsi d'améliorer le rendement énergétique du tir.

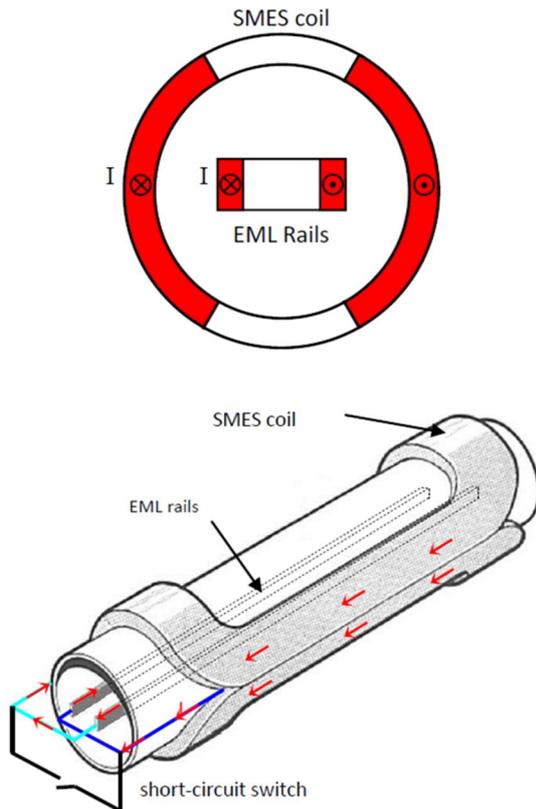


Figure 7 : schéma de principe du lanceur S3EL

6. Conclusion

Les lanceurs électromagnétiques à rails permettent d'envoyer des projectiles à plus de 2000 m/s. Les solutions actuelles pour leur alimentation ne sont pas pleinement satisfaisantes notamment en termes d'encombrement. Un aimant supraconducteur constitue une source impulsionnelle de courant bien adaptée au lanceur. De nombreux défis demeurent pour développer la technologie existante et explorer de nouvelles solutions.

Références

- [1] P. Lehmann, H. Peter, J. Wey, "First Experimental Results with the ISL 10 MJ DES Railgun PEGASUS", IEEE Trans. On Magnetics, vol. 37, 2001, pp. 435-439.
- [2] P. Lehmann, Les lanceurs électromagnétiques à rails de l'Institut franco-allemand de recherches de Saint-Louis, La Revue de l'Électricité et de l'Électronique (REE), 2000, pp. 88-93.
- [3] J. File, R.G. Mills, "Observation of persistent current in a superconducting solenoid", Physical Review Letters, vol. 10, 1963, pp. 93-96.
- [4] W. Hassenzuhl, "Superconducting Magnetic Energy Storage", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 25, 1989, pp. 750-758.
- [5] C. A. Luongo, "Superconducting Storage Systems: an overview", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 32, 1996, pp. 2214-2223.
- [6] F. C. Moon, "The virial theorem and scaling laws for superconducting magnet systems", Journal Applied Physics, vol. 53, 1982, pp. 9112-9121.
- [7] P. Dedié, V. Brommer, A. Badel, P. Tixador, Three-Stage Superconducting XRAM Generator, To be published in IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, August 2011.
- [8] P. Tixador, B. Bellin, M. Deleglise, J.C. Vallier, C.E. Bruzek, S. Pavard, J.M. Saugrain, "Design of a 800 kJ HTS SMES", IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 17, 2007, pp. 1707-1710.
- [9] A. Badel, P. Tixador, K. Berger, M. Deleglise, "Design and preliminary tests of a twin coil HTS SMES for pulse power operation", Superconductor Science and Technology, vol. 24, 2011, 055010.
- [10] A. Yamamoto, Y. Makida, H. Yamaoka, H. Ohmiya, K. Tanaka, T. Haruyama, T. Yoshida, K. Yoshimura, S. Matsuda, K. Kikuchi, Y. Ootani, and S. Mizumaki, "A Thin Superconducting Solenoid Magnet for Particle Astrophysics", IEEE Transaction on Applied Superconductivity, vol. 12, 2002, pp. 438-441.
- [11] W. Hassenzuhl, "A comparison of the conductor requirements for energy storage devices made with ideal coil geometries," IEEE Trans. Magn., vol. 25, no. 2, pp. 1799-1802, Mar. 1989.
- [12] A. Badel, P. Tixador, M. Amiet, "Optimized use of superconducting magnetic energy storage for electromagnetic rail launcher powering" Supercond. Sci. Technol. 25 (2012) 014006 (9pp).

Résistance AC des transformateurs moyennes fréquences pour applications de fortes puissances : Modèles numérique et analytiques

Albert PEREIRA

SuperGrid Institute, 130 rue Léon Blum, 69100 Villeurbanne, FRANCE
 Université de Lyon, Université de Lyon 1 CNRS UMR5005 AMPERE,
 43, Bld du 11 Novembre 1918, Villeurbanne, 69622 FRANCE
 albert.pereira@alstom.com

Résumé : Dans le futur, dans les réseaux MVDC (Medium Voltage Direct Current) et HVDC (High Voltage Direct Current), le transformateur moyennes fréquences (TMF) sera un composant clé dans les applications de conversion DC-DC. Les pertes doivent être calculées de manière précise dans le but d'atteindre les performances souhaitées. Ce papier présente différents modèles analytiques qui furent utilisés pour estimer la résistance en fonction de la fréquence pour différentes technologies de bobinage. Pour évaluer la pertinence de ces modèles, afin de les intégrer dans un design flow pour le dimensionnement des transformateurs moyennes fréquences, nous comparons les résultats de ces modèles analytiques avec des mesures et des simulations électromagnétiques 3D utilisant la méthode des éléments finis (3DFE).

MOTS-CLES – Simulation numérique, transformateur de puissance, effets de proximité

1. Introduction

Une des solutions pour limiter les émissions de CO₂ est d'augmenter la part des énergies renouvelables, par exemple les fermes éoliennes offshore et les panneaux solaires. L'Union Européenne s'est fixée pour objectif d'avoir une proportion d'énergie renouvelable à hauteur de 20 % pour 2020 (23 % pour la France). La France est la deuxième puissance maritime mondiale, c'est pourquoi, de nouveaux projets d'éoliennes offshore sont en cours de développement. Avec l'essor de ces énergies renouvelables produisant de l'énergie électrique éloignée des centres de consommation, il s'avère que le transport en réseaux continus sous ultra-hautes tensions se révèle plus efficace que par le transport en réseaux « traditionnels » alternatifs à 50 Hz [1], à partir de 80-100 km.

Les avancées technologiques dans le domaine de l'électronique de puissance permettent à présent de pouvoir régler des niveaux de tension élevés en continu. En effet, les récentes recherches sur le Carbure de Silicium (SiC) permettent de fonctionner à des tensions plus importantes par rapport aux semi-conducteurs en Silicium[2].

Le Dual Active Bridge (DAB) peut être utilisé pour gérer le transfert de puissance entre deux réseaux DC[3], celui-ci est composé de deux ponts en H commandés (onduleur et redresseur), liés par un transformateur moyenne fréquence présenté en Figure 1. Cette structure de convertisseur permet une bidirectionnalité en puissance.

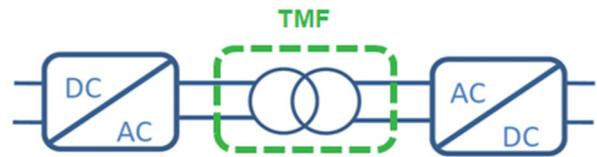


Figure 1 : Dual Active Bridge

De nombreuses recherches [4-6] furent effectuées pour proposer des modèles analytiques afin d'estimer l'augmentation de la résistance en fonction de la fréquence et pour déterminer les limites de ces différents modèles analytiques [7-8]. Dans le but de concevoir des TMF avec un rendement élevé, un design flow comme présenté dans [9] peut être utilisé. Nous devons alors établir les limites d'utilisation des modèles analytiques avant de les intégrer dans le design flow.

Pour faire cela, dans ce papier, nous présentons des équations analytiques qui furent étudiées. Celles-ci seront comparées à des mesures et des simulations électromagnétiques 3D utilisant la méthode des éléments finis (utilisant Maxwell 3D® avec le solver « Eddy Current » [10]). Les calculs 3DFE permettront de vérifier et d'expliquer les différences éventuellement observées entre les modèles analytiques et les mesures. Finalement, le modèle le plus précis (analytique ou numérique) sera incorporé dans notre design flow.

2. Modèles théoriques pour des enroulements de type feuillard, fil rond et méplat

Les différentes équations analytiques présentées ci-dessous, sont basées sur les hypothèses suivantes :

- Résolution du problème à une dimension (1D),
- Le flux magnétique entre deux couches de bobinage est parallèle à la colonne du circuit magnétique,
- La perméabilité du circuit magnétique est supposée infinie.

2.1 Modèle de DOWELL

Le modèle le plus utilisé est celui de Dowell présenté en 1966 dans [4]. Dowell introduisit la notion de coefficient de porosité pour prendre en compte le remplissage de la hauteur de la fenêtre de bobinage. De plus, grâce à ce coefficient nous pouvons utiliser cette méthode pour calculer les pertes dans les conducteurs pour différentes technologies de bobinage, en faisant les transformations présentées en Figure 2. Cette équation (3) permet de calculer la résistance R_{AC} par rapport à celle en continu R_{DC} .

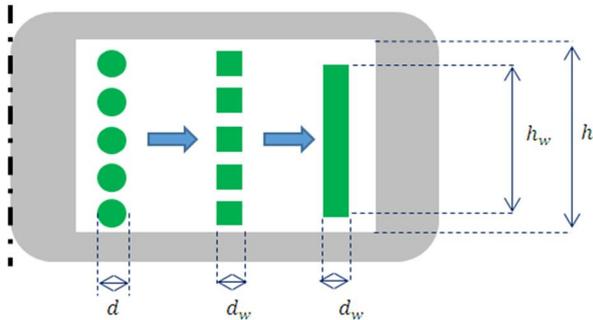


Figure 2 : Transformation d'un fil rond en carré puis en feuillard

La première étape est de transformer le fil rond en carré, tout en gardant la même surface utile du conducteur, c'est pourquoi :

$$d_w = \sqrt{\frac{\pi}{4}} d \quad (1)$$

La seconde étape est de transformer le fil carré en un feuillard, toujours en gardant la même surface utile du conducteur. Pour finir, le coefficient de porosité η_w est défini par :

$$\eta_w = \frac{h_w}{h} \quad (2)$$

L'équation de Dowell est finalement donnée en (3) en bas de page

Avec $X' = X \cdot \sqrt{\eta_w}$; X est le rapport entre l'épaisseur du conducteur (d_w) et l'épaisseur de peau (δ) défini par $X = d_w/\delta$ et m est le nombre de couches d'un enroulement pour chaque colonne.

2.2 Modèle de FERREIRA

Dans la publication [5], l'auteur propose une autre équation pour calculer le coefficient Fr , cette nouvelle équation se base sur la résolution des équations de Maxwell en utilisant les fonctions de Kelvin-Bessel. L'équation proposée est donnée en (4) en bas de page

Avec $\gamma = \frac{d}{\delta\sqrt{2}}$ et d correspond au diamètre du fil. Nous pouvons constater que cet auteur ne tient pas compte du coefficient de porosité.

2.3 Modèle de REATTI et KAZIMIERCZUK

Dans la publication [6], les auteurs proposent également une autre équation basée sur la résolution des équations de Maxwell en utilisant les fonctions de Kelvin-Bessel. Cette équation est souvent appelée l'équation modifiée de FERREIRA. L'équation proposée en (5) en bas de page

Avec $\gamma = \frac{d}{\delta\sqrt{2}}$ et d correspond au diamètre du fil. Cet auteur a introduit le coefficient de porosité η_w dans son équation.

3. Influence de différents paramètres technologiques

Dans cette partie, différents paramètres technologiques furent étudiés : l'influence des connexions, l'influence du coefficient de porosité et la distance entre le primaire et secondaire. Pour ces calculs préliminaires, la gamme de fréquence est du DC à 20 kHz.

3.1 Influence des connexions

Dans le but d'étudier l'influence des connexions, des simulations électromagnétiques 3D furent effectuées avec et sans connexions pour un feuillard. Les caractéristiques des bobinages sont : $h_w = 50$ mm et 200 mm, $d = 0,15$ mm et $m = 3$ spires.

$$Fr = \frac{R_{AC}}{R_{DC}} = X' \cdot \left[\frac{\sinh(2X') + \sin(2X')}{\cosh(2X') - \cos(2X')} + \frac{2}{3} (m^2 - 1) \frac{\sinh(2X') - \sin(2X')}{\cosh(2X') + \cos(2X')} \right] \quad (3)$$

$$Fr = \frac{R_{AC}}{R_{DC}} = \frac{\gamma}{2} \cdot \left[\frac{\text{ber}(\gamma)\text{bei}'(\gamma) - \text{bei}(\gamma)\text{ber}'(\gamma)}{\text{ber}'^2(\gamma) + \text{bei}'^2(\gamma)} - 2\pi(2m-1)^2 \cdot \frac{\text{ber}_2(\gamma)\text{ber}'(\gamma) + \text{bei}_2(\gamma)\text{bei}'(\gamma)}{\text{ber}^2(\gamma) + \text{bei}^2(\gamma)} \right] \quad (4)$$

$$Fr = \frac{\gamma}{2} \cdot \left[\frac{\text{ber}(\gamma)\text{bei}'(\gamma) - \text{bei}(\gamma)\text{ber}'(\gamma)}{\text{ber}'^2(\gamma) + \text{bei}'^2(\gamma)} - 2\pi\eta_w^2 \left(\frac{4(m^2-1)}{3} + 1 \right) \cdot \frac{\text{ber}_2(\gamma)\text{ber}'(\gamma) + \text{bei}_2(\gamma)\text{bei}'(\gamma)}{\text{ber}^2(\gamma) + \text{bei}^2(\gamma)} \right] \quad (5)$$

3.1.1 Sans connexions

Dans ce cas, il n'y a pas de connexions, chaque spire est modélisée par une spire indépendante. Ainsi, le

courant est imposé dans chaque spire. Cette modélisation est présentée en Figure 3.

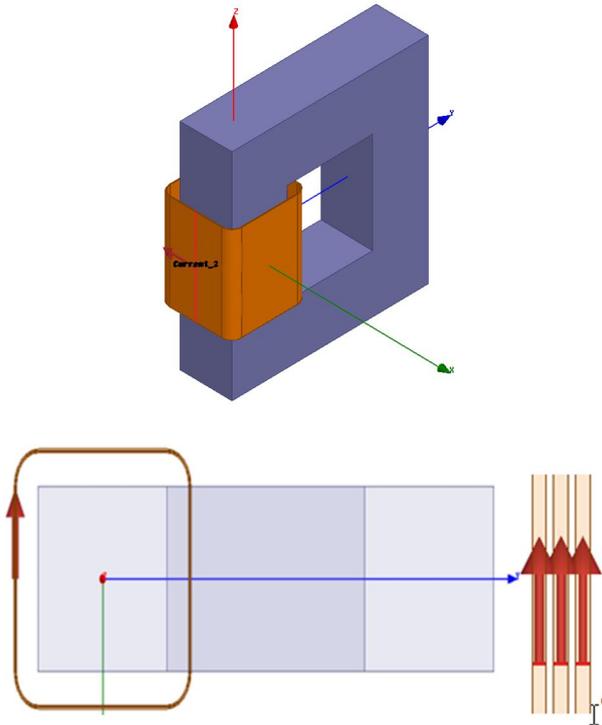


Figure 3 : Vue globale du transformateur (haut), vue de dessus du transformateur (en bas à gauche) et zoom où le courant est injecté (en bas à droite)

Ces conditions de simulation sont celles qui correspondent le plus aux hypothèses des modèles analytiques, car le courant est directement injecté et est le même dans chaque couche du bobinage. Pour un feuillard, avec $h_w = 50$ mm et 200 mm, les erreurs relatives entre les 3DFE et les équations analytiques sont inférieures à 1 %, avec une distance faible entre le primaire et le secondaire, du DC à 20 kHz.

3.1.2 Avec connexions

Dans ce cas, il y a des connexions, le bobinage est modélisé par un enroulement plus réaliste. Ainsi, le courant est imposé dans les connexions (comme dans la réalité). Cette modélisation est présentée en Figure 4.

Pour un feuillard, avec $h_w = 50$ mm et 200 mm, les erreurs relatives sont présentées en Tableau I.

Tableau 1. Erreurs relatives avec connexions

h_w (mm)	Relative error
50	~ 5%
200	~ 60% (Maximum @ 20 kHz)

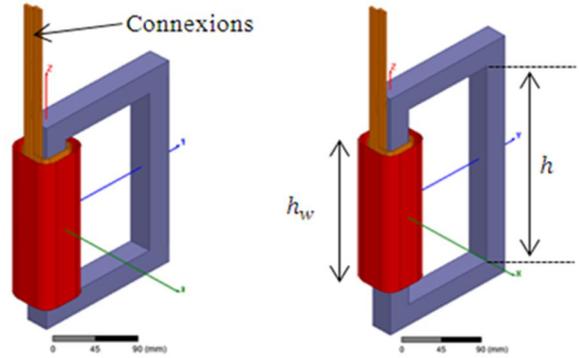


Figure 4 : Construction des enroulements primaire (orange) et secondaire (rouge) et du circuit magnétique (gris) pour différents coefficients de porosité 0,93 (à gauche) et 0,7 (droite)

Pour une épaisseur de feuillard donnée, si la hauteur de feuillard augmente, les écarts entre les résultats 3DFE et les modèles analytiques augmentent. La cause est que le courant ne peut pas se répartir uniformément sur toute la hauteur du feuillard (voir Figure 5).

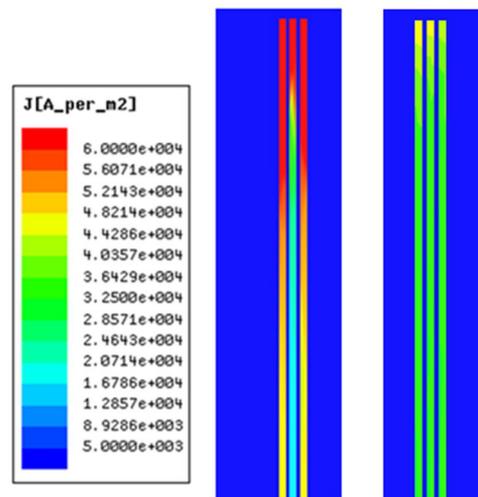


Figure 5 : Densité de courant à 20 kHz, $h_w = 200$ mm (gauche) et 50 mm (droite) avec la même échelle de couleur (Densité de courant imposée égale à $33kA.m^{-2}$)

3.2 Influence du coefficient de porosité et de la distance entre primaire et secondaire

Les transformateurs moyennes fréquences sont destinés à la forte puissance et à la haute tension, c'est pourquoi ils requièrent une tension d'isolation élevée entre le primaire et le secondaire mais aussi entre les bobinages et la culasse. Cela peut se traduire par une distance « élevée » entre les deux enroulements et entre les culasses et les enroulements. Or la distance entre le primaire et le secondaire n'est pas prise en compte dans les différentes équations analytiques.

Pour étudier l'influence de ces paramètres, les simulations 3D par éléments finis furent effectuées avec un feuillard : $h_w = 50$ mm, $d = 0,15$ mm et $m = 3$ spires avec les connexions et h est variable pour ajuster le coefficient de porosité.

Ainsi, les écarts entre les méthodes analytiques et numériques peuvent se produire. En effet, si la distance entre le primaire et le secondaire augmente, alors le flux de fuite à proximité de la bobine augmente. Cela entraîne une augmentation des courants de Foucault, et la densité de courant dans les couches devient non uniforme (voir Figure 6), et donc le Fr augmente.

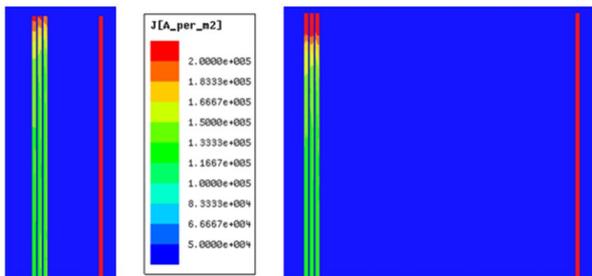


Figure 1 : Densité de courant à 20 kHz pour une distance de 2 mm et 10 mm entre l'enroulement primaire et secondaire avec la même échelle de couleur (Densité de courant imposée égale à 133 kA.m^{-2})

De plus, en éloignant les enroulements des culasses, le flux de fuite est plus important. Ainsi, les courants induits dans le bobinage augmentent. Donc le Fr augmente. Cela est d'autant plus vrai quand nous augmentons la distance entre primaire et secondaire (voir Figure 7).

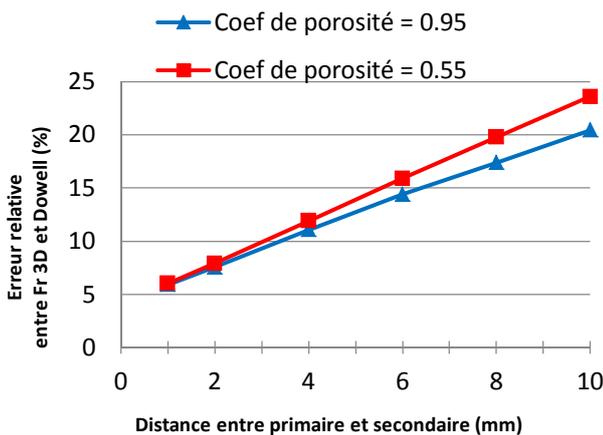


Figure 7 : Erreur relative entre Fr 3D et Dowell (à 20 kHz) en fonction de la distance entre primaire et secondaire et pour différents coefficients de porosité

Ces résultats nous laissent penser que les modèles analytiques ne sont pas adaptés pour les transformateurs moyenne fréquence fortes puissances,

car certaines hypothèses des équations ne sont pas respectées.

4. Comparaison entre les modèles analytiques, les mesures et les simulations 3D

La résistance et l'inductance furent mesurées avec un impédancemètre Keysight E4990A et la connectique 16089B. Nous analysons l'influence du coefficient de porosité ($\eta_w=0,93; 0,7; 0,5$) et différentes distances entre les enroulements primaire et secondaire (de 10 à 30 mm).

Les caractéristiques des différents enroulements étudiés sont :

- F1: $h_w = 200$ mm, $d = 0,15$ mm et $m = 3$ turns.
- F3: $h_w = 200$ mm, $d = 0,15$ mm et $m = 10$ turns.

Le circuit magnétique est en ferrite et celui-ci permet de régler le coefficient de porosité en agissant sur la hauteur (h) des colonnes. Dans les simulations 3DFE (Maxwell 3D®), nous avons représenté le plus fidèlement possible les connexions et les bobinages. La vue globale d'un échantillon pour différents coefficients de porosité est présentée en Figure 4.

La Figure 8 présente une comparaison entre les différentes mesures (pour différentes distances entre le primaire et le secondaire), les modèles analytiques (DOWELL [4], et FERREIRA [5] et REATTI [6]) et les résultats de simulation 3D par éléments finis).

Les courbes $Fr=R_{Ac}/R_{DC}$ en fonction de la fréquence tracée dans la Figure 8, présentent de forts écarts entre les équations analytiques (lignes en tiret) et les mesures (lignes continues). Les causes sont principalement liées au faible nombre de spires. En effet, les équations analytiques dans [4-6] ne prennent pas en compte les connexions alors que pour un faible nombre de spires (F1 avec 3 spires), la résistance de celles-ci est du même ordre de grandeur que celle du feuillard. En augmentant le nombre de spires, l'écart entre les mesures et les équations analytiques diminuent.

De plus, le courant ne peut pas se répartir uniformément sur toute la hauteur du feuillard. En effet, dans la Figure 8.b), pour F3, la densité de courant dans les spires internes dans l'enroulement est proche de celle imposée. Ce qui n'est pas le cas pour l'enroulement F1 (voir Figure 9). Le nombre de spires nécessaire pour que le courant soit le plus uniforme possible au sein d'un enroulement n'est pas pris en compte dans les différentes équations analytiques.

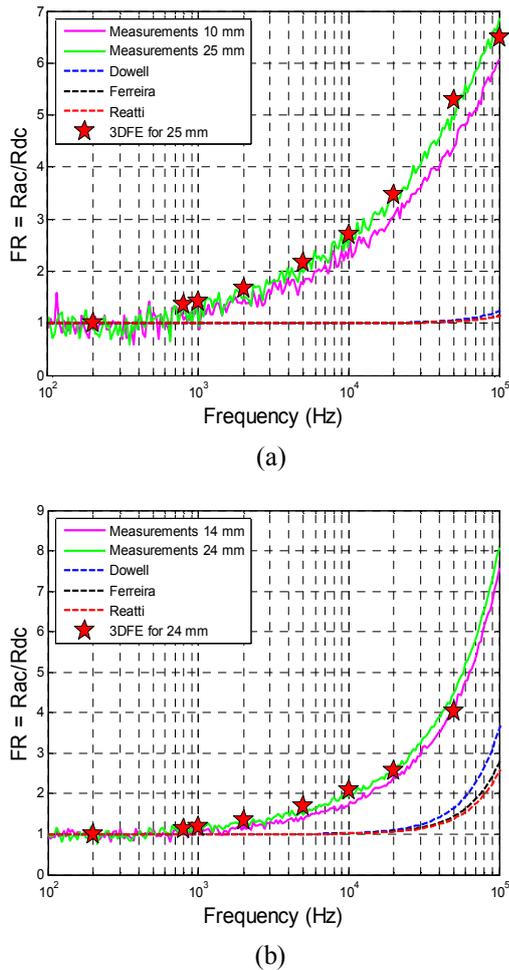


Figure 8 : Fr en fonction de la fréquence pour différentes distances entre le primaire et le secondaire : a) F1 et b) F3

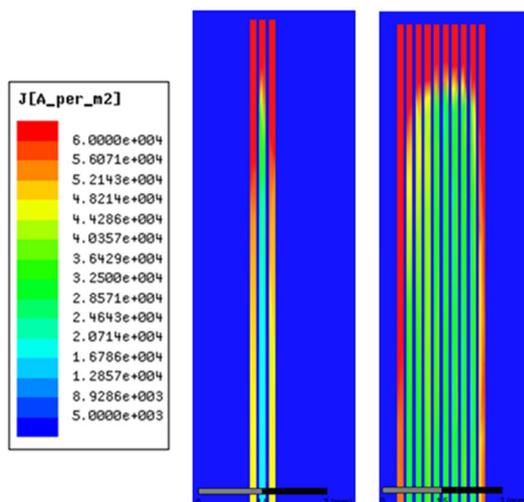


Figure 9 : Densité de courant à 20 kHz pour F1 (3 spires) et F3 (10 spires) avec la même échelle de couleur (Densité de courant imposée égale à 33 kA.m^{-2})

Ces différentes observations nous ont conduit à penser que les modèles analytiques ne sont pas adaptés pour les transformateurs moyenne fréquence pour de la

forte puissance (avec une hauteur de feuillard élevée). Cependant, les calculs 3DFE sont cohérents avec les résultats de mesures pour des enroulements de type feuillard. Cela signifie que les calculs 3DFE doivent être faits au lieu des calculs analytiques afin de prédire avec plus de précision l'augmentation de la résistance AC (R_{AC}) à l'intérieur de notre design flow.

5. Conclusion

Dans cet article, plusieurs modèles analytiques furent testés pour des enroulements en feuillard pour des transformateurs moyenne fréquence fortes puissances.

Dans ce cas d'application, les limites de différents modèles analytiques furent mises en évidence grâce aux mesures et aux calculs 3DFE. En effet, les paramètres les plus critiques (connexions, le coefficient de porosité et la distance entre les enroulements primaire et secondaire) pour appliquer les modèles analytiques furent définis. Grâce aux simulations 3DFE, les causes principales des écarts entre les modèles analytiques et les résultats 3DFE (résistance de connexion, nombre de tours, l'homogénéité de la répartition de courant ...) furent identifiées.

L'augmentation de l'erreur relative observée entre Fr 3D et Dowell (qui est facteur de la distance entre primaire et secondaire et le coefficient de porosité) dépend également de la hauteur du feuillard, de la géométrie des enroulements et du coefficient de couplage magnétique. Tous ces paramètres ne sont pas pris en compte dans les différents modèles analytiques étudiés. Dans le futur, certaines règles (par exemple : facteur de sécurité, abaques...) pour prendre en compte ces paramètres devront être développées.

Les ressources informatiques nécessaires pour résoudre ces simulations sont importantes. Donc, à l'avenir, certaines règles pour optimiser le temps de calcul devront également être développées.

Références

- [1] C.-J. Chou, Y.-K. Wu, G.-Y. Han and C.-Y. Lee, «Comparative Evaluation of the HVDC and HVAC Links Integrated in a Large Offshore Wind Farm - An Actual Case Study in Taiwan,» Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 48, n°15, pp. 1639-1648, Sept 2012.
- [2] D. Planson, D. Tournier, P. Bevilacqua, N. Dheilily, H. Morel, C. Raynaud, M. Lazar, D. Bergogne, B. Allard and J.-P. Chante, « SiC power semiconductor devices for new applications in power electronics, » Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2008. 13th, 2008
- [3] G. Ortiz, J. Biela, D. Bortis et J. Kolar, «1 Megawatt, 20 kHz, isolated, bidirectional 12kV to 1.2kV DC-DC converter for renewable energy applications,» in Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International, 2010.
- [4] P. Dowell, "Effects of eddy currents in transformer windings," Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of, vol. 113, no. 8, pp. 1387-1394, August 1966.
- [5] J. Ferreira, «Appropriate modelling of conductive losses in the design of magnetic components,» in Power Electronics Specialists Conference, 1990. PESC '90 Record., 21st Annual IEEE, 1990.
- [6] A. Reatti and M. Kazimierczuk, «Comparison of various methods for calculating the AC resistance of inductors,» Magnetics, IEEE Transactions on, vol. 38, n°13, pp. 1512-1518, 2002.
- [7] G. Dimitrakakis and E. Tatakis, «Investigation of high frequency effects on layered coils,» in Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th, 2008.
- [8] J. Pollock, C. Sullivan and W. Lundquist, «The design of barrel-wound foil windings with multiple layers interchanged to balance layer currents,» in Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE, 2011.
- [9] G. Ortiz, J. Biela and J. Kolar, «Optimized design of medium frequency transformers with high isolation requirements,» in IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2010.
- [10] [Online]. Disponible : <http://www.ansys.com>

Limiteur de courant de court-circuit supraconducteur résistif : prémices d'un modèle circuit multi-échelle

Charles-Henri BONNARD^{1,2}, Frédéric SIROIS², Gaëtan DIDIER¹, Bruno DOUINE¹, Jean LEVEQUE¹

¹Université de Lorraine, GREEN Faculté des Sciences et Technologies 54506 Vandoeuvre, France
Charles-Henri.Bonnard@polymtl.ca

²Ecole Polytechnique de Montréal, LEE 2500 chemin de polytechnique H3T 1J4 Montréal, Qc, Canada

Résumé : La demande en énergie électrique étant en constante progression, les puissances installées, la complexité et le maillage des réseaux ne cessent de croître, ce qui n'est pas sans impact sur les courants de court-circuit qui peuvent, dans certains cas, dépasser le pouvoir de coupure des appareillages mis en place. Pour éviter un coûteux remplacement des disjoncteurs, tout en bénéficiant des avantages d'un maillage accru du réseau sur la stabilité et la disponibilité de l'énergie, l'installation de limiteur de courant supraconducteur (LCS) permet de limiter l'amplitude des courants de court-circuit et ce, dès le premier pic. À la vue du nombre de prototypes installés et testés ces dernières années, cette technologie pourrait bien, à court terme, intégrer les réseaux. Afin de faciliter l'installation des LCS, il est nécessaire de développer, dans les outils de simulation de réseau, des modèles au comportement précis qui permettent d'étudier au préalable l'impact de ce nouvel appareillage. Ainsi, nous proposons une base de modèle électrothermique multi-échelle, sous forme de circuit électrique, d'un LCS de type résistif.

MOTS-CLÉS – Limiteur de courant, supraconducteur, court-circuit, modélisation, LCS

1. Introduction

Afin de répondre à une demande en énergie électrique toujours croissante, l'augmentation de la production est inévitable et, dans certains cas, le recours à la multiplication des interconnexions de réseaux permet d'assurer une plus grande flexibilité aux gestionnaires des réseaux d'énergie électrique. Dans le même ordre d'idées, l'ajout de production distribuée dans les réseaux de distribution rendent ces derniers de plus en plus maillés et conduit à en réduire l'impédance équivalente au point de court-circuit. Tous ces éléments conduisent à une augmentation de la valeur des courants de court-circuit sur les réseaux électriques

Les appareillages présents sur ces réseaux (e.g. transformateurs, disjoncteurs, etc.) doivent alors pouvoir supporter momentanément des courants atteignant plusieurs dizaines de kA, soit, dans certains cas, des valeurs de courants de court-circuit proches de leur pouvoir de coupure. Les limiteurs de courants de court-circuit supraconducteurs (LCS) sont des appareillages à fort-potentiel en alternative au remplacement massif des équipements de protection. Plusieurs technologies ont été proposées au cours des années précédentes [1] [2] [3] mais deux d'entre-elles se démarquent. Il s'agit des technologies 1) résistive et 2) à noyau saturable. Dans cet article, nous nous

concentrons exclusivement sur la modélisation de LCS de type résistif qui permet, par ses propriétés intrinsèques, de limiter le courant de court-circuit par dépassement d'un seuil de courant appelé « courant critique ».

Afin d'envisager leur intégration dans les réseaux d'énergie électrique, des modèles fiables permettant une simulation dans les logiciels de réseau (type EMTP-RV [4]), dans la continuité des travaux de C. Gandioli [5], D. Colangelo [6] et A. Morandi [7], doivent être développés. La modélisation présentée dans cet article est une étape préliminaire au développement d'un modèle multi-échelle qui permet de reproduire aussi bien les phénomènes de "point chaud" que le limiteur dans sa globalité. Un tel modèle est nécessaire pour les ingénieurs afin de pouvoir définir l'emplacement optimal d'un ou plusieurs LCS dans les réseaux maillés [8] mais aussi l'impact sur la stabilité des générateurs et des systèmes de protection [9]. Afin de satisfaire les exigences de compatibilité avec les logiciels de simulation de réseau, nous utilisons une approche basée sur l'analogie bien connue des systèmes thermiques et électrique pour un limiteur de type résistif basé sur des conducteurs déposés d'YBCO dits de 2nd génération [10]. A des fins de validation, le comportement du modèle présenté est

comparé à un modèle de type éléments finis développé sous Comsol Multiphysics.

2. Limiteur de courant de court-circuit supraconducteur résistif

Le fonctionnement d'un LCS de type résistif est basé les propriétés intrinsèques des matériaux supraconducteurs. Si ceux-ci sont principalement connus pour leur capacité à conduire un courant électrique sans pertes, ils peuvent également devenir résistif sous certaines conditions. En effet, il est possible de déclencher une transition violente entre l'état supraconducteur et l'état normal (i.e. état résistif) de tout matériau supraconducteur en lui imposant un courant I supérieur à un seuil de courant I_c appelé "courant critique".

Du fait que cette transition soit très non-linéaire (Éq. 2.2.1), lors d'un quench, on observe une augmentation très rapide de la résistance (typiquement 1-2 ms) [2]. La limitation se fait donc naturellement, sans la nécessité de dispositif de commutation.

Le moyen le plus simple de l'utiliser est de l'insérer en série au début du réseau à protéger.

3. Modèle électrothermique du limiteur de courant supraconducteur

3.1 Rappel sur l'analogie électrothermique

$$m C_{p(T)} \frac{\delta T}{\delta t} + \underbrace{\nabla \cdot (-k_{(T)} \nabla T)}_2 - \underbrace{h_{(T)} (T - T_0)}_3 = \underbrace{Q_{(t)}}_4$$

Éq 2.1.1

Le terme 1 correspond à l'énergie emmagasinée par le système, le terme 2 fait référence à la diffusion des flux de chaleur par conduction, le terme 3 correspond au flux de chaleur échangé avec le milieu cryogénique et enfin, le terme 4 correspond à la puissance générée par le système donc aux pertes par effet Joule $R(T) \times i^2(t)$. Pour considérer un milieu adiabatique, on pourra choisir le coefficient d'échange avec le milieu extérieur $h=0$. Dans le cas où la dissipation d'énergie dans le bain d'azote est modélisée, l'utilisation d'une relation non linéaire est nécessaire [11]. Afin de simuler le comportement thermique dans un logiciel de réseau électrique, on utilise une analogie entre les problèmes électrique et thermique résumée dans le tableau 1. Bien que les paramètres proposés dans ce tableau soient non-linéaires et dépendant de la température, nous les noterons simplement k , C_p , ρ , R , C , R_{th} et C_{th} dans un souci de clarté.

Tableau 1. Résumé analogie Thermique/Électrique

Thermique		Electrique	
Température	T [K]	Tension	V [V]
Flux de chaleur	Φ [W]	Courant	I [A]
Résistance	R_{th} [K/W] = L/k.S	Résistance	R [Ω] = $\rho.L/S$
Capacité	C_{th} [J/K] = $\rho \cdot Vol.C$ m p	Capacité	C [F]
Loi de Fourier	$\Delta\Phi/R$	Loi d'Ohm	$\Delta V/R$
Éq. du flux	$\Phi = C_{th} \frac{dT}{dt}$	Éq. du courant	$\Phi = C \frac{dV}{dt}$

À l'instar de la méthode des éléments-finis, nous utilisons une approche élémentaire pour résoudre notre problème. Ainsi, le système complet sera divisé en sous-blocs contenant chacun un module thermique (Fig. 2) couplé à un module électrique (Fig. 1). Ces derniers sont interconnectés avec leurs voisins respectifs afin d'assurer la répartition du courant et les transferts de chaleur entre les différents éléments.

3.2 Modélisation :

La modélisation est basée sur un ruban de deuxième génération existant et commercialisé par Superpower Inc. [10]. Ce dernier comprend 4 couches superposées (Fig. 4), du haut vers le bas, suivant l'ordre présenté dans le Tableau 2. La longueur (y) est de 5 mm et la largeur (x) de 4 mm, chacune étant respectivement divisée en 20 éléments et 1 élément.

Tableau 2

Caractéristiques géométriques du modèle et discrétisation

Paramètres	Matériau	Epaisseur(y)[μm]/Nombre d'éléments
Couche 1	Argent	2 μm /2
Couche 2	YBCO	1 μm /1
Couche 3	Hastelloy	50 μm /5
Couche 4	Argent	2 μm /2

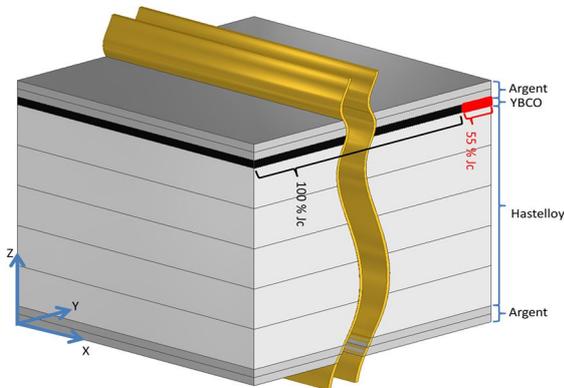


Figure 3 : Représentation géométrique du ruban supraconducteur utilisé pour les simulations.

La résistivité de la partie supraconductrice est modélisée à partir de la loi en puissance (Éq 2.2.1). Cette équation permet de représenter la variation de la résistivité du matériau en fonction du courant I le traversant. Cette valeur a été volontairement tronquée à la valeur de la résistivité lorsque le matériau supraconducteur est à l'état normal en utilisant la relation 2.2.2 issue de Friedmann et al [12]. La dépendance en température est incluse dans les valeurs de n et J_c tel que l'on peut le voir dans les équations 2.2.3 et 2.2.4. issues de [13]. La variation de la résistivité pour l'YBCO, en prenant comme valeurs de

paramètre, $n_0=15$, $E_c=1\mu\text{V}/\text{cm}$, $J_{c0}=25\text{ GA}/\text{m}^2$, $T_0=77\text{ K}$ et $T_c=90\text{ K}$ est présentée à la figure 4.

$$\rho_{supra}(I) = \frac{E_c}{J_c} \left(\frac{I}{J_c} \right)^{n-1} \quad \text{Éq. 2.2.1}$$

$$\rho(T)_{77 \rightarrow T} = 24.013 * 10^{-8} + 0.4657 * 10^{-8} (T - 77) \quad \text{Éq. 2.2.2}$$

$$n(T) = (n_0 - 1) \left(\frac{T_{c0} - T}{T_{c0} - T_0} \right)^{1/4} + 1 \quad \text{Éq. 2.2.3}$$

$$J_c(T) = J_{c0} \left(\frac{T_{c0} - T}{T_{c0} - T_0} \right) \quad \text{Éq. 2.2.4}$$

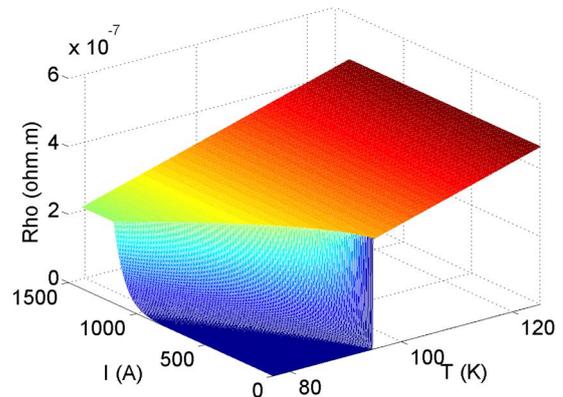


Figure 4 : Allure de la résistivité de l'YBCO en fonction du courant et de la température

Concernant l'évolution de la résistivité, de la conductivité thermique et de la capacité thermique en fonction de la température des parties métalliques du ruban supraconducteur, les données utilisées dans le modèle présenté sont issues de Ekin [14] et Roy [13].

4 Résultats de simulation

Un défaut (imperfection, détérioration, etc.), avec un abaissement de la densité de courant critique à 55 % de J_{c0} sur une longueur de 1 mm, a volontairement été créé à l'extrémité du ruban supraconducteur tel que l'on peut le voir à la figure 3. Cela permet d'observer les phénomènes de propagation de la zone normale du matériau supraconducteur, d'en mesurer sa vitesse, et de comparer le modèle circuit avec la simulation utilisant la méthode des éléments-finis. Le courant d'alimentation I est égal à la valeur du courant critique I_c du ruban, soit 100 A. Il y a alors des transferts de chaleur et de courant dans les directions \vec{y} et \vec{z} .

Concernant le calcul des températures présenté à la figure 5, on observe un très bon accord entre les simulations sur EMTP-RV et Comsol. En effet, l'erreur relative sur le calcul de la température, avec Comsol

pris pour référence, est inférieure à 5 %. On observe également des résultats très proches (erreur relative inférieure à 5 %) pour l'amplitude des champs électriques relevés entre deux points de mesures, comme on peut le voir sur la figure 6. La vitesse de propagation de la zone normale (ou du front de chaleur) le long de l'axe (y) a été mesurée entre deux fronts pour un critère de 0.5 V/m pour le champ électrique et 90 K pour la température. Dans les deux cas, la vitesse est très faible, de l'ordre de 11.9 cm/s (cf. tableau 3, typique de ce genre de ruban [6] [15], ce qui les rend très vulnérable au phénomène de point chaud. Cette vulnérabilité nécessite donc une modélisation fine de ce genre de phénomènes dans les logiciels de réseau électrique afin de pouvoir anticiper leur détection dans les cas où cela pourrait se produire (surcharge temporaire, énergisation de transformateur, défaut impédant, etc.) et éviter la destruction du LCS par fusion locale du ruban supraconducteur. En effet, il suffit de seulement quelques dizaines de millisecondes pour atteindre des températures destructrices. De nouvelles architectures, comme par exemple l'augmentation de la résistance d'interface [15], l'utilisation de « flow-diverter » [16], permettent désormais d'accélérer la vitesse de propagation de la zone normale augmentant ainsi la fiabilité du LCS.

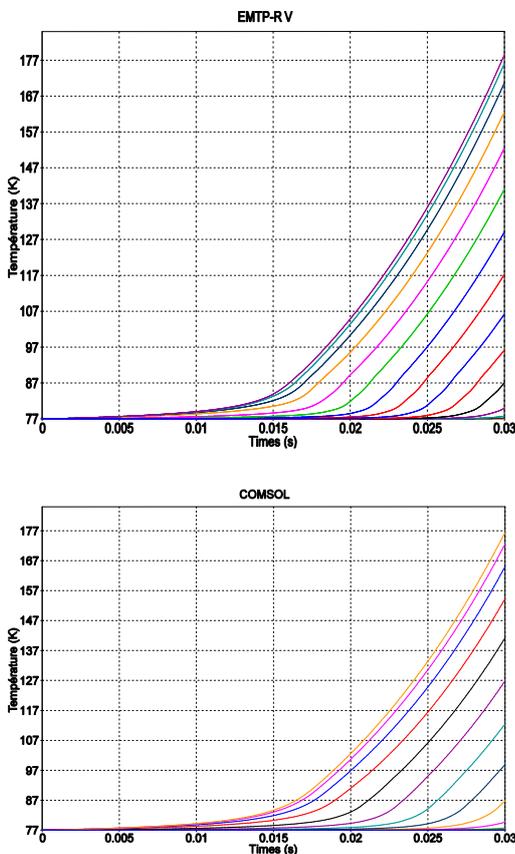


Figure 5 : Résultats du calcul des températures dans EMTP-RV et Comsol Multiphysics pour un courant continu $I=I_c$

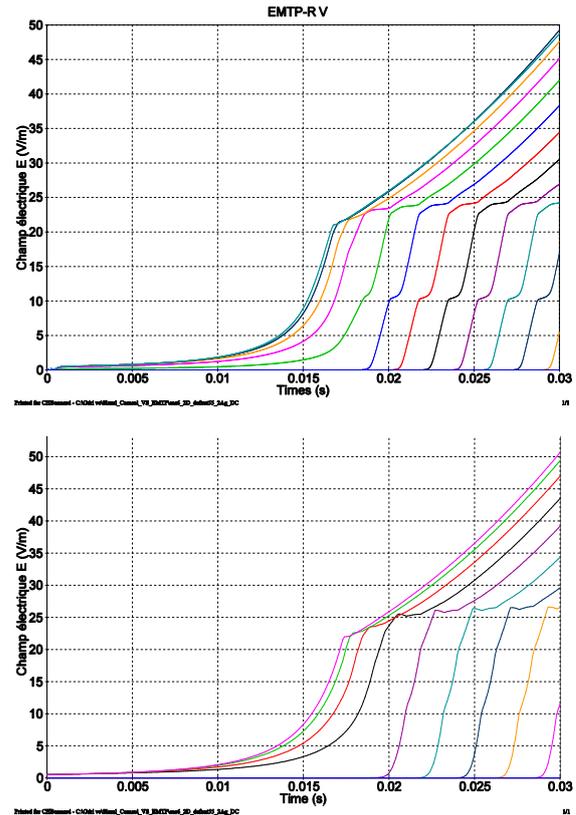


Figure 6 : Résultats du calcul des champs électriques dans EMTP-RV et Comsol Multiphysics pour un courant continu $I=I_c$

Tableau 3:

Vitesse de propagation de la zone normale. Critères choisis à 0.5 V/m pour E et 90 K pour T

EMTP-RV		Comsol		Unité	Erreur relative
T	E	T	E		
12.3	12.15	11.95	11.97	cm/s	+3.01 %

5. Conclusion

Nous présentons les prémices d'une méthode de modélisation électrothermique des limiteurs de courant de court-circuit supraconducteurs parfaitement adaptée à la simulation sur des logiciels de réseau électrique commercialement disponibles. Cette dernière permet, en prenant en compte des paramètres non-linéaires, de reproduire de manière précise la physique des phénomènes mis en jeu. Ce type de modélisation permet une représentation multi-échelle de l'élément supraconducteur grâce à sa souplesse de construction. En effet, chaque élément étant indépendant, il devient aisé de concevoir des modules plus long, exempts de défauts, séparés par des parties à la physique plus détaillée comportant un maillage plus fin de sorte à modéliser les phénomènes de « points chaud » typiques

des conducteurs de 2nd génération. Cette souplesse de conception autorise également la possibilité de modéliser des architectures de rubans supraconducteurs innovantes pour optimiser leur design, et ainsi minimiser l'impact des points chaud en maximisant la vitesse de propagation de la zone normale. Ce modèle permet donc de simuler dans un temps plus ou moins long (en fonction de la précision choisie) un limiteur de courant de court-circuit supraconducteur dans un logiciel de simulation de réseau électrique tout en intégrant les phénomènes physiques pouvant poser problèmes (points chauds). L'avantage de ce modèle réside dans le fait qu'il n'utilise que des éléments électriques, ce qui lui permet d'être intégré à tout type de logiciel existant actuellement sur le marché.

Références

- [1] CIGRE Working Group A3.23, "Applications and feasibility of fault current limiters in power systems," 2012.
- [2] P. Tixador, "Limiteur supraconducteur de courant défaut," *Techniques de l'ingénieur*, vol. Base documentaire : TIB249DUO, no. no. ref. article : d3662, 2013.
- [3] M. Noe and M. Steurer, "High-temperature superconductor fault current limiters : concepts, applications, and development status," *Superconductor Science and Technology*, vol. 20, no. 3, p. R15, 2007.
- [4] Powersys, "Overview | EMTP-RV," [Online]. Available: <http://emtp.com/Overview>. [Accessed Mars 2015].
- [5] C. Gandioli, "Du dimensionnement à l'intégration dans le réseau électrique du limiteur supraconducteur de courant," Thèse de Doctorat : Université de Grenoble, 2013.
- [6] D. Colangelo, "Modelling of 2g hts coated conductors for fault current limiter applications," Thèse de Doctorat : École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2013.
- [7] A. Morandi, M. Fabbri, B. Gholizad and G. Marconi, "Modeling of the resistive type superconducting fault current limiter for power system analysis and optimization," Université de Bologne, [Online] : <http://www.elu.sav.sk/htsmod2014/Morandi.pdf>, 2014.
- [8] G. Didier, J. Leveque and A. Rezzoug, "A novel approach to determine the optimal location of sfc in electric power grid to improve power system stability," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 28, no. 2, pp. 978-984, 2013.
- [9] M. Dione, F. Sirois and C.-H. Bonnard, "Evaluation of the impact of superconducting fault current limiters on power system network protections using a rts-phil methodology," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 21, no. 3, pp. 2193-2196, 2011.
- [10] Superpower Inc., "2G HTS Wire Specifications," Superpower Inc., février 2012. [Online]. Available: http://www.superpower-inc.com/system/files/SP_2G+Wire+Spec+Sheet_for+web_2012FEC_v2_1.pdf. [Accessed mars 2015].
- [11] J. E. Jankowski, "Convective heat transfer model for determining quench recovery of high temperature superconducting YBCO in liquid nitrogen," Massachusetts Institute of Technology : Mémoire de maîtrise, 2004.
- [12] T. A. Friedmann, M. W. Rabin, J. Giapintzakis, J. P. Rice and D. M. Ginsberg, "Direct measurement of the anisotropy of the resistivity in the a - b plane of twin-free single-crystal, superconducting yba2cu3o7-d," *Physical Review B*, vol. 42, pp. 6217-6221, 1990.
- [13] F. Roy, "Modeling and characterization of coated conductors applied to the design of superconducting fault current limiters," Thèse de Doctorat : École Polytechnique Fédérale de Lausanne no. 4721, 2010.
- [14] J. W. Ekin, *Experimental Techniques for Low-temperature Measurements : Cryostat Design, Material Properties and Superconductor Critical-current Testing.*, Oxford: Oxford University Press, 2007.
- [15] C. Lacroix, J.-H. Fournier-Lupien, K. McMeekin and F. Sirois, "Normale zone propagation velocity in 2g hts coated conductor with high interfacial resistance.," *IEEE Transactions on applied Superconductivity*, vol. 23, no. 3, 2013.
- [16] C. Lacroix, Y. Lapierre, J. Coulombe and F. Sirois, "High normal zone propagation velocity in second generation high-temperature superconductorcoated conductors with a current," *Superconductor Science and technology*, vol. 27, no. 5, p. 055013, 2014.

Intérêts et limites des logiciels de simulation numérique CFD dans l'étude du transfert thermique dans un système rotor-stator : Application à un alterno-démarrateur intégré

A. BEN NACHOUANE^{1,2*}

¹ IFP Energies nouvelles, 1-4 Av de Bois Préau, 92852 Rueil Malmaison, France.

² Sorbonne Universités, Laboratoire d'Electrotechnique de Compiègne, UTC, BP 20529, 60205, Compiègne, France.

*ayoub.ben-nachouane@ifpen.fr / ayoub.ben-nachouane@utc.fr

Résumé : Dans cet article, on présente un modèle numérique de type CFD d'un entrefer très étroit de Machine synchrone à aimants permanents intérieurs sans écoulement axial. L'effet de la température moyenne de l'entrefer et la vitesse de rotation de la machine sur l'évolution des coefficients d'échange par convection a été étudié. La structure de l'écoulement et la distribution de température dans l'espace annulaire ont été récupérées. Les simulations CFD ont montré l'existence de trois zones de transfert thermique séparées par deux vitesses critiques. Sur une plage de fonctionnement assez large, une relation empirique exprimant le nombre de Nusselt global en fonction du nombre de Taylor a été proposée. La corrélation ainsi obtenue a été comparée aux relations empiriques classiques qu'on trouve dans la littérature. Cet article montre aussi l'apport des méthodes numériques CFD dans la caractérisation du transfert thermique par convection dans les entrefers des machines électriques et l'estimation des coefficients d'échange.

Mots clés : Machine Synchrone à Aimants Permanents, CFD, convection, écoulement de Taylor-Couette, nombre de Nusselt, résistance thermique équivalente

1. Introduction

L'étude de l'écoulement de type Taylor-Couette entre deux cylindres coaxiaux dont l'une est en rotation et l'autre est fixe, est toujours un problème d'actualité vu l'étendu du domaine d'application. Les machines électriques sont parmi les applications où on le retrouve et une bonne compréhension pourra apporter une meilleure estimation de la distribution de la température dans cette zone critique de la machine électrique.

Habituellement, la caractérisation de l'échange thermique par convection dans ce type de systèmes se fait par le biais de plusieurs corrélations disponibles dans la littérature. Les designers des machines électriques utilisent souvent ces équations empiriques [1][2] afin de déterminer la résistance thermique dans l'entrefer malgré qu'elles aient été déterminées dans des conditions expérimentales et numériques largement différentes de celles des machines électriques. En effet, les machines électriques dans l'automobile possèdent un entrefer très étroit ($0,2 \text{ mm} \leq G \leq 1,5 \text{ mm}$) ce qui donne des espaces annulaires de rapports de rayons très proches de 1.

Aucune des équations empiriques existantes n'arrive à atteindre le domaine de validité des machines

électriques. Par ailleurs, il existe une certaine disparité entre ces corrélations disponibles, ce qui rend parfois le choix difficile et se base sur des approximations et des hypothèses. Afin de se rapprocher des conditions réelles de fonctionnement des machines électriques, on propose dans cet article une étude numérique de l'effet de la température moyenne de l'entrefer ainsi que la vitesse de rotation sur l'intensité de l'échange thermique par convection.

Les méthodes numériques de type CFD ont été utilisées pour étudier la structure de l'écoulement, repérer les transitions, quantifier l'échange thermique par convection et comprendre l'influence des conditions aux limites sur la distribution de la température dans l'entrefer. Ensuite, les résultats ont été confrontés aux corrélations classiques afin de discuter leur validité dans des conditions similaires.

Dans cet article, on propose un modèle numérique CFD permettant d'estimer les coefficients d'échange thermique par convection dans l'entrefer d'une machine synchrone à aimants permanents intérieurs (MAPI) [3][4].

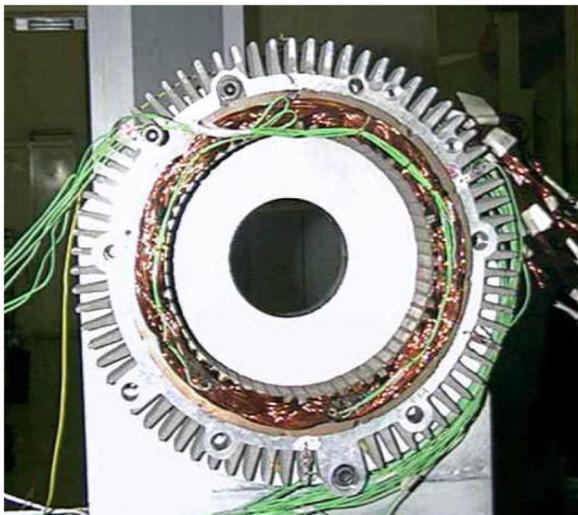


Figure 1 : Alternateur-Démarrateur intégré monté sur un banc d'essai

2. Écoulement de Taylor-Couette

2.1. Structure de l'écoulement

L'écoulement dans un espace annulaire entre deux cylindres coaxiaux dont l'un est en rotation et le second étant fixe est un sujet de recherche qui a intéressé les scientifiques depuis environ un siècle. Les premiers travaux de Taylor ont montré l'apparition de structures tourbillonnaires à partir d'un certain régime de rotation critique qui ont pris le nom des instabilités de Taylor-Couette [5]. Les instabilités de Taylor sont des écoulements secondaires qui apparaissent après la transition d'un écoulement tourbillonnant de Taylor-Couette dans un espace annulaire entre deux cylindres coaxiaux dont le cylindre central tourne à une vitesse dépassant une certaine vitesse critique. Des tourbillons axisymétriques en nombre pair se forment dans les directions radiale et axiale tout en gardant un écoulement dans la direction ortho-radiale. Pour étudier l'écoulement entre les deux cylindres, Taylor a défini

un nombre adimensionnel Ta portant son nom et qui représente le rapport entre les forces centrifuges et les forces visqueuses pour les différentes vitesses de rotation. Le nombre de Taylor est calculé à l'aide de l'expression suivante :

$$Ta = \frac{\Omega^2 R_i G^3}{\nu^2} \quad (1)$$

Avec Ω la vitesse de rotation [rad/s], R_i le rayon du rotor, $G = R_o - R_i$ [m] l'épaisseur de l'entrefer et ν est la viscosité cinématique de l'air confiné dans l'entrefer évaluée à la température moyenne [m²/s].

En se basant sur les expériences de Taylor, les tourbillons sont générés si le nombre de Taylor Ta dépasse une valeur critique Ta_c . Le nombre de Taylor critique a été déterminé analytiquement en faisant tendre le rapport des rayons intérieur et extérieur vers 1 ($R_i/R_o \rightarrow 1$). Dans la littérature, on trouve souvent la valeur $Ta_c = 1695$. Si le nombre de Taylor continue à grimper, on fait apparaître des instabilités non axisymétriques et périodiques d'ordre plus élevé.

2.2. Transfert thermique par convection

L'étude du transfert thermique par convection dans l'entrefer des machines électriques est l'un des exercices les plus complexes dû aux dimensions de ces cavités ($G \sim 0.2$ à 1.5 mm) et le couplage fort entre les différentes physiques présentes. En effet, la distribution de la température dans un système de type rotor-stator dépend fortement du champ de vitesse généré par la rotation du rotor. D'où l'estimation des coefficients d'échange par convection représente un vrai défi pour les développeurs des machines électriques afin de bien maîtriser le comportement thermique dans cette zone.

Généralement, l'étude de l'échange thermique par convection dans un entrefer revient à calculer deux grandeurs caractéristiques :

- Le nombre de Nusselt global qui représente le rapport entre le flux thermique transféré par convection et le flux thermique transféré par conduction. Il est donné par l'expression suivante:

$$Nu = \frac{h D_h}{\lambda} \quad (2)$$

Avec h le coefficient d'échange [W/K/m²], D_h le diamètre hydraulique ($=2G$) [m] et λ conductivité thermique de l'air [W/m/K]

- La résistance thermique équivalente est donnée par l'expression suivante :

$$\mathcal{R}_{th,conv} = \frac{1}{h S} = \frac{\Delta T}{\Phi_i} \quad (3)$$

Le calcul des résistances thermiques consiste à estimer les coefficients d'échange par convection. Dans la littérature, plusieurs corrélations ont été proposées et qui présentent parfois des disparités en termes d'estimation des coefficients d'échange. Dans le contexte des machines électriques, il existe deux corrélations très utilisées et qui sont présentées dans le tableau 1 :

Tableau 1 : Corrélations pour l'estimation des coefficients d'échange par convection dans un système rotor-stator

Bjorklund and Kays[9]	Aoki et al. [10]
$\text{Nu} = \begin{cases} 2 & \text{Ta} < 1700 \\ 0.128 \text{Ta}^{0.367} & 1700 < \text{Ta} < 10^4 \\ 0.409 \text{Ta}^{0.241} & 10^4 < \text{Ta} < 10^7 \end{cases} \quad (1)$	$\text{Nu} = 0.44 \text{Ta}_m^{0.25} \text{Pr}^{0.3} \quad (2)$ $(5000 < \text{Ta}_m < 2 \times 10^5)$

Tableau 2 : Dimensions de l'entrefer de l'alternateur-démarrateur intégré

R_i [mm]	R_o [mm]	G [mm]	L [mm]	$\eta = R_i/R_o$	$\Gamma = L/G$
92,35	92,85	0,5	33	0,9946	66

Malgré l'utilité de ces corrélations, des questions se posent sur leur applicabilité dans un contexte de caractérisation thermique des machines électriques dont les dimensions et les conditions de fonctionnement sont complètement différentes de celles utilisées pour la définition de ces relations empiriques. Par conséquent, cet article montre l'apport des méthodes numériques de type CFD dans l'estimation des coefficients d'échange par convection dans un entrefer très étroit. Un alternateur-démarrateur intégré a été utilisé pour l'étude des échanges thermiques par convection dont les principales caractéristiques sont présentées dans le tableau 2 :

3. Modèle numérique CFD

Dans cet article, on étudie l'écoulement d'un fluide entre le rotor et le stator d'une machine électrique. Les surfaces ont été considérées lisses, de même longueur L et séparées par une distance G qu'on appellera dorénavant l'épaisseur de l'entrefer. La machine est installée horizontalement et l'effet de l'accélération de pesanteur g a été pris en compte. Les paramètres thermo-physiques des gaz utilisés à l'intérieur de l'entrefer ont été considérés des gaz parfaits, incompressibles et dépendent de la température. Dans toutes les configurations étudiées, la longueur de l'entrefer L est considérée largement supérieure à l'épaisseur de l'entrefer G ce qui permettra de considérer que le champ de vitesse dans la direction circumférentielle est constant. Par conséquent, on pourra modéliser l'entrefer en configuration axisymétrique. Des études similaires utilisant des modèles axisymétriques ont été trouvées dans la littérature et elles montrent que cette modélisation permet d'avoir des résultats assez précis avec moins de temps de calcul [6] [7]. Également, elle est capable de donner un aperçu sur la structure de l'écoulement et la distribution de température dans l'entrefer sans une perte considérable d'information par rapport à un calcul tridimensionnel. Cette méthode représente un bon compromis entre qualité des résultats et coût de calcul.

En CFD, la détection des couches limites au voisinage des parois est d'une grande importance afin de bien caractériser le développement du régime d'écoulement dans la cavité. Un maillage adapté doit être généré en se basant sur l'estimation de la taille de la première cellule au voisinage de la surface pour

chaque point de fonctionnement. Un maillage hexaédrique uniforme a été utilisé et la taille des mailles a été raffinée en fonction de la vitesse de rotation.

Afin d'éviter les effets de bord, une condition de symétrie a été imposée au milieu de l'entrefer et l'extrémité de l'entrefer est considérée adiabatique. Une vitesse périphérique $V_\theta = R_i \Omega$ et une température moyenne T_i ont été imposées sur la surface du rotor. Une vitesse nulle et une température T_o ont été imposées sur la surface du stator. L'écart de température $\Delta T = T_i - T_o$ est considéré non nul. Les propriétés thermo-physiques de l'air confiné dans la cavité ont été considérées dépendantes de la température. L'étude de la structure d'écoulement et le transfert thermique dans la cavité consiste à résoudre les équations de Navier-Stokes exprimant le champ de vitesse :

- Équation de continuité :

$$\nabla \cdot \mathbf{u} = 0 \quad (6)$$

- Équation de conservation de la masse :

$$\rho \left(\frac{\partial \mathbf{u}}{\partial t} + \mathbf{u} \cdot \nabla \mathbf{u} \right) = -\nabla p + \mu \nabla^2 \mathbf{u} + \mathbf{f} \quad (7)$$

Avec \mathbf{u} le champ de vitesse, p le champ de pression, la viscosité dynamique de l'air et \mathbf{f} résultante des forces massiques s'exerçant sur l'air. La prise en compte de l'effet de la vitesse d'écoulement sur le transfert thermique par convection est faite à travers l'équation de chaleur :

$$\frac{\partial T}{\partial t} + (\mathbf{u} \cdot \nabla) T = \alpha \nabla^2 T \quad (8)$$

Avec T le champ de température dans l'entrefer, α est le coefficient de diffusivité thermique ($\alpha = \lambda / (\rho \cdot C_p)$) et C_p est la chaleur spécifique de l'air confiné dans l'entrefer.

L'outil FLUENT 15.0© a été déployé pour la modélisation et le calcul des différentes configurations. Les flux thermiques sortant du rotor ont été déterminés par calcul CFD sur FLUENT. Ensuite, ils ont été déployés pour déterminer les coefficients d'échange dans l'entrefer.

L'objectif de cette étude est d'analyser l'effet de la température moyenne de l'entrefer ($T_M = (T_i + T_o)/2$) et de la vitesse de rotation sur la variation des coefficients d'échange thermique par convection. Les différents cas d'étude sont résumés dans le tableau 3 :

Tableau 3. Récapitulatif des différentes configurations étudiées

ΔT [°C]	T_i [°C]	T_o [°C]	T_M [°C]	Ω [tr/min]
5	45	40	42,5	Entre 500 et 8000
	70	65	67,5	
	95	90	92,5	
	120	115	117,5	
20	102,5	82,5	92,5	
40	112,5	72,5	92,5	

4. Résultats et discussion

4.1. Modèle numérique de validation

La première étape avant de se lancer dans l'analyse paramétrique consiste à vérifier si le présent modèle numérique est capable de retrouver des résultats obtenus expérimentalement sur un cas d'étude classique.

Le modèle développé a été validé en se référant aux résultats obtenus par Bouafia et al. [8] en termes d'estimation des coefficients d'échange convectif dans l'entrefer pour plusieurs régimes de fonctionnement.

Le dispositif déployé est un système rotor-stator de rayon intérieur ($R_i=45,72\text{mm}$) et de rayon extérieur ($R_o=62,85\text{ mm}$) donc un entrefer d'épaisseur ($G = 17,13\text{mm}$). Le rotor et le stator ont la même longueur L . Des températures moyennes uniformes ($T_i= 200^\circ\text{C}$) et ($T_i=100^\circ\text{C}$) ont été appliquées respectivement sur le rotor et le stator. L'entrefer est rempli d'air dont le nombre de Prandtl ($Pr = 0,7$). La même procédure de maillage et les mêmes critères de convergence ont été utilisés. L'impact du modèle de turbulence sur la pertinence des résultats a été analysé en utilisant trois modèles basés sur la méthode RANS [11][12] (Reynolds Averaged Navier Stokes) qui consiste à moyenner les équations de Navier-Stokes (Équations 6 et 7):

- Modèles à deux équations tels que $k-\epsilon$ RNG et $k-\omega$ SST consistent à ajouter deux équations supplémentaires exprimant successivement l'énergie cinétique turbulente k et la dissipation d'énergie cinétique turbulente ϵ . Ces équations vont être utilisées pour résoudre les équations de Navier-Stokes.
- Modèle de second d'ordre à sept équations tel que RSM (Reynolds Stress Model) consiste à ajouter six équations supplémentaires basées sur les composantes du tenseur de Reynolds.

Les résultats ont montré que tous les modèles de turbulence arrivent à bien estimer le nombre de Nusselt global avec un petit avantage au modèle de second ordre RSM quand le régime d'écoulement est turbulent.

Ces résultats ont montré que le modèle numérique CFD est capable de caractériser pertinemment l'écoulement de Taylor-Couette entre deux cylindres

coaxiaux et de bien estimer les échanges thermiques par convection (Figure 2 et 3)

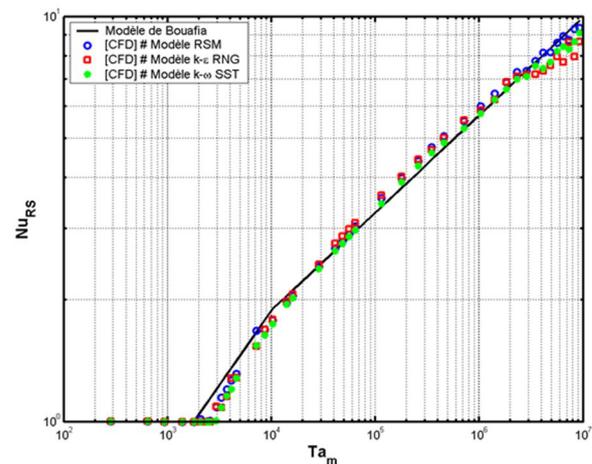


Figure 2 : Variation du nombre de Nusselt global en fonction du nombre de Taylor

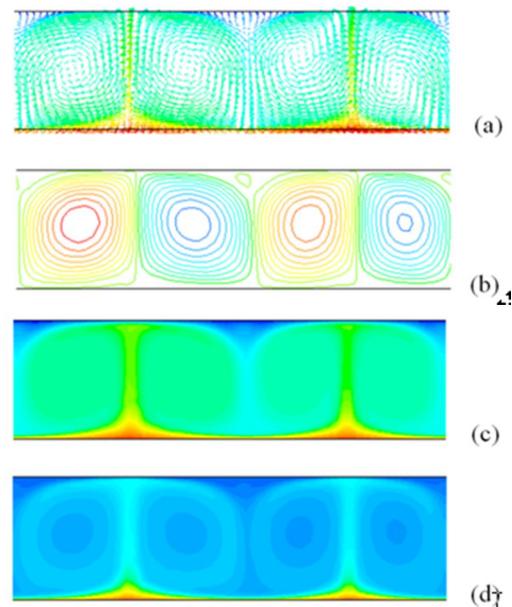


Figure 3 : Configuration de BOUAFIA pour une vitesse de rotation $\Omega=1500\text{ tr/min}$: (a) Champ de vitesse d'écoulement (b) Débit massique (c) Distribution de température (d) Champ de pression totale

4.2. Étude de l'effet de la température moyenne

4.2.1. Distribution de la température

L'étude de l'effet de la température moyenne dans l'entrefer a été réalisée dans le cas de l'alternodémarreur intégré de type synchrone à aimants permanents internes (MAPI) de rapport d'aspect ($\Gamma=66$) et de rapport des rayons ($\eta=0,9946$). La figure 4 montre la distribution de température pour cinq vitesses de rotation, une température moyenne ($T_M=92,5^\circ\text{C}$) et un écart de température ($\Delta T=5^\circ\text{C}$). Initialement, les isothermes sont des cylindres coaxiaux parallèles aux surfaces du rotor et du stator. Pour ce régime de fonctionnement, le transfert thermique est contrôlé par la conduction et l'air confiné dans l'entrefer se comporte comme un isolant thermique.

L'augmentation de la vitesse de rotation déformera les isothermes qui perdent leurs concentricités et le transfert thermique devient convectif.

Dans le contexte des machines électriques, les températures du stator sont souvent supérieures à celles du rotor, à cause de la présence du bobinage parcouru par des densités de courant élevées. Par conséquent, un deuxième exercice a été fait et qui consiste à inverser les conditions aux limites thermiques en imposant une température au stator plus élevée qu'au rotor ($T_i < T_o$) avec le même écart de température ($\Delta T=5^\circ\text{C}$). Les simulations ont montré que lorsque le stator est plus chaud que le rotor, la chaleur va favoriser le déplacement dans la direction centripète de la machine.

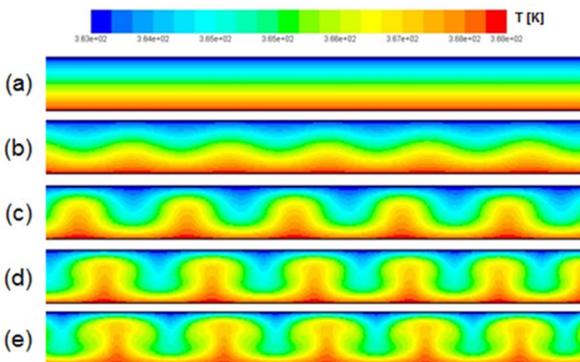


Figure 4 : Distribution de température à $T_M=92,5^\circ\text{C}$ pour différentes vitesses de rotation : (a) = 1500tr/min (b) = 2750tr/min (c) = 4000tr/min (d) = 6000tr/min (e) = 8000tr/min

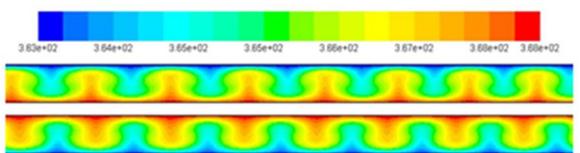


Figure 5 : Distribution de température à $T_M=92,5^\circ\text{C}$: (a) $T_i=95^\circ\text{C}$ et $T_o=90^\circ\text{C}$ (b) $T_i=90^\circ\text{C}$ et $T_o=95^\circ\text{C}$

La figure 5 montre une comparaison des distributions de température obtenues par les deux configurations de conditions aux limites thermiques ($T_i > T_o$) et ($T_i < T_o$). L'inversement des conditions aux limites n'impacte pas le niveau d'échange thermique par convection. Les distributions de température ont été représentées dans le plan (r,z) pour un nombre de Taylor ($Ta=9432$), un nombre de Reynolds ($Re_G=1319$) et une température moyenne ($T_M=92,5^\circ\text{C}$).

Dans les deux configurations, on remarque que la même déformation du champ de température est produite mais l'une est l'inverse de l'autre.

4.2.2. Estimation du nombre de Nusselt global

Le transfert thermique à l'intérieur de l'entrefer de la MAPI a été étudié en utilisant des conditions aux limites thermiques différentes afin d'évaluer l'effet de la température moyenne de l'air confiné sur la variation du nombre de Nusselt.

La figure 6 montre la variation du nombre de Taylor en fonction de la vitesse et de la température moyenne. On remarque qu'à iso-vitesse périphérique le nombre de Taylor d'un entrefer à ($T_M=42,5^\circ\text{C}$) est supérieur à celui d'un entrefer plus chaud. Par conséquent, l'augmentation de la température moyenne de l'air confiné retardera l'apparition des instabilités entre le rotor et le stator.

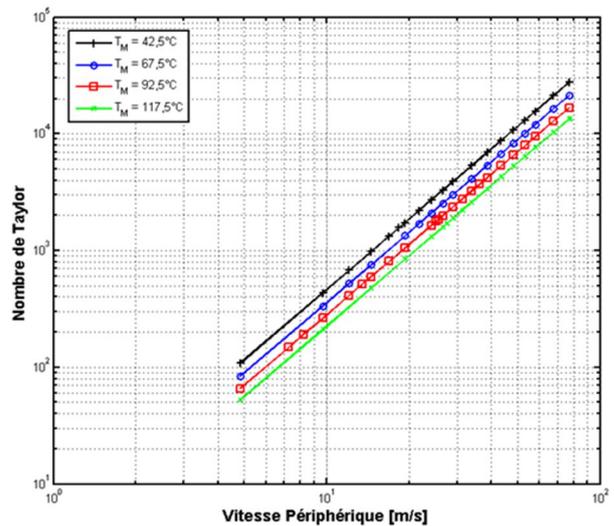


Figure 6 : Variation du nombre de Taylor en fonction de la vitesse périphérique et de la température moyenne.

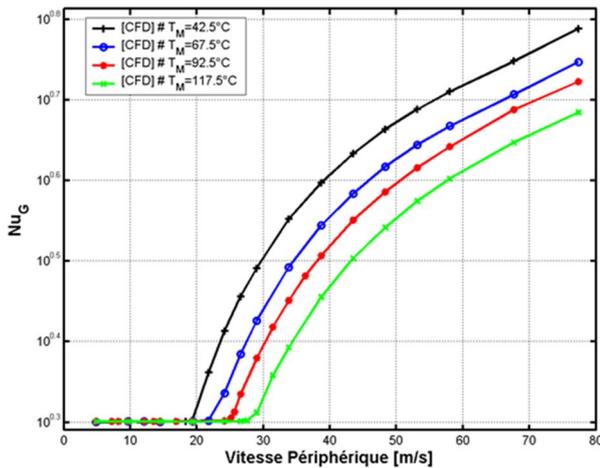


Figure 7 : Variation du nombre de Nusselt global en fonction de la vitesse périphérique et de la température moyenne.

La distribution de température ainsi déterminée dans la section précédente a été déployée pour l'estimation du nombre de Nusselt global dans l'entrefer en fonction de la vitesse périphérique de la machine. La figure 7 montre l'effet de la température moyenne sur la variation du nombre de Nusselt global. Le transfert thermique est initialement contrôlé par la conduction où le nombre de Nusselt vaut (≈ 2) jusqu'à une certaine vitesse critique Ω_{cl} dont la valeur est très sensible à la température moyenne. En effet, on a remarqué que lorsque la température moyenne augmente, la vitesse périphérique critique de la première transition augmente aussi. Ce qui va prolonger la phase de conduction sur la plage de fonctionnement de la machine. Quand les instabilités apparaissent dans l'entrefer, l'intensité de l'échange thermique par convection est plus importante pour les températures moyennes les moins élevées.

Le nombre de Nusselt est souvent représenté en fonction du nombre de Taylor afin de mieux visualiser les transitions. La figure 8 montre que la première transition est indépendante de la température moyenne en termes de nombre de Taylor. En effet, l'apparition des structures de Taylor-Couette prennent naissance à partir d'une valeur critique ($Ta_{c1} = 1714$) pour toutes les températures moyennes.

Également, la figure 8 permet de visualiser une seconde transition pour la valeur critique du nombre de Taylor ($Ta_{c2} = 5778$). Ces deux valeurs critiques correspondent à ce qu'on trouve souvent dans la littérature qui propose les valeurs ($Ta_{c1} = 1700$) et ($Ta_{mc2} = 5000$). Les résultats numériques présentent un bon accord avec la théorie où on distingue trois portions de droite qui correspondent aux différents régimes d'écoulement.

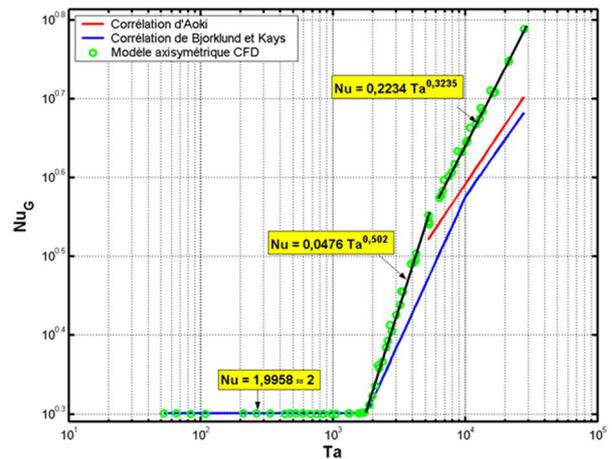


Figure 8 : Variation du nombre Nusselt global en fonction du nombre de Taylor

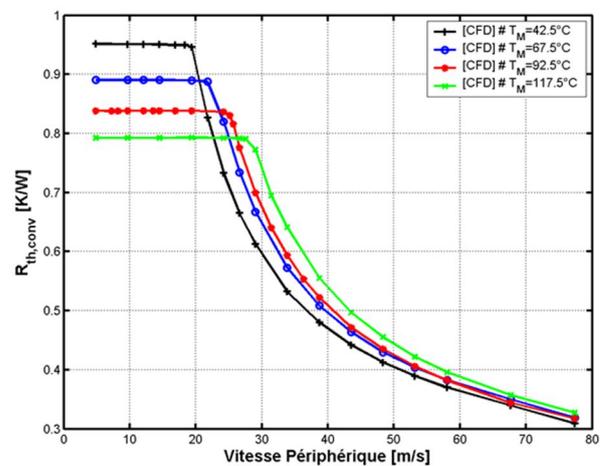


Figure 9 : Variation de la résistance thermique en fonction de la vitesse périphérique et de la température moyenne

Visiblement, le nombre de Nusselt global obtenu numériquement est supérieur à ce qu'on obtient avec les relations empiriques classiques. L'écart entre les résultats numériques et les corrélations est dû au fait que les corrélations ont été déterminées dans des entrefers plus larges par rapport à ce qu'on retrouve dans les machines électriques. En se basant sur les simulations numériques, la variation du nombre de Nusselt peut être corrélée sous la forme d'une fonction définie par morceaux sur une plage de nombre de Taylor entre 50 et 3×10^4 :

$$\overline{Nu}_G = \begin{cases} 2 & 0 < Ta \leq 1714 \\ 0,0476 Ta^{0,502} & 1714 \leq Ta \leq 5778 \\ 0,2234 Ta^{0,3235} & 5778 \leq Ta \leq 3 \times 10^4 \end{cases} \quad (9)$$

Les résultats numériques obtenus par CFD sur des configurations d'entrefer de machines électriques dont le rapport de rayons est très proche de 1 ont montré que les coefficients d'échange convectif sont supérieurs à ceux estimés par les corrélations classiques : la corrélation de Bjorklund et Kayset la corrélation

d'Aoki et al. Notre modèle numérique a montré une capacité à estimer localement et globalement les paramètres caractéristiques du transfert thermique dans l'entrefer. Les moments de transition correspondent à ce qu'on trouve souvent dans la littérature.

4.2.3. Résistance thermique équivalente

La résistance thermique est inversement proportionnelle au coefficient d'échange convectif. La figure 9 montre la variation de la résistance thermique dans l'entrefer en fonction de la vitesse périphérique de la machine et de la température moyenne. Initialement, l'entrefer qui possède la température moyenne la moins élevée correspond à la résistance thermique la plus élevée. Les résistances thermiques restent constantes jusqu'à une vitesse périphérique critique.

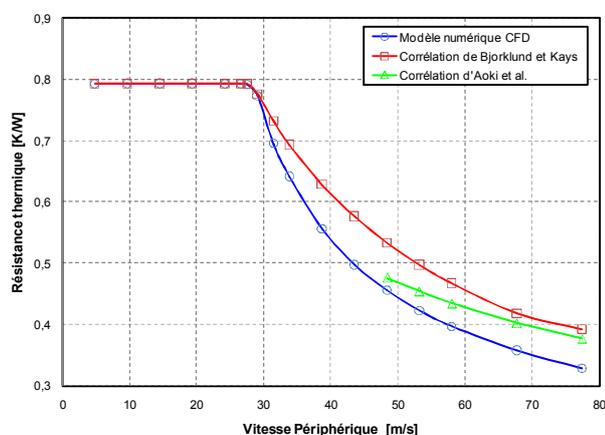


Figure 10 : Variation de la résistance thermique en fonction de la vitesse périphérique

Durant cette phase le transfert est géré par la conduction et la résistance thermique vaut $(G / (\lambda.S))$. On remarque que plus la température moyenne de l'air confiné dans l'entrefer est basse plus la résistance thermique initiale est élevée. Une fois les structures de Taylor-Couette apparaissent la résistance thermique décroît avec l'augmentation de la vitesse périphérique. Par contre, la proportionnalité entre les différentes résistances s'inverse sous l'effet de la température moyenne. En effet, l'entrefer possédant la température la plus élevée aura la résistance thermique la plus importante à iso-vitesse périphérique. À haute vitesse périphérique, on remarque que toutes les résistances thermiques convergent vers une valeur de résistance minimale. Par conséquent, le ratio entre la valeur maximale et la valeur minimale des résistances thermiques augmente avec la diminution de la température moyenne de l'entrefer.

La figure 10 montre une comparaison des valeurs de la résistance thermique dans l'entrefer obtenues par calcul numérique CFD et les valeurs déterminées à

partir des corrélations de Bjorklund et Kayset Aoki et al. Lorsque le transfert thermique est géré par la convection, on remarque que la résistance thermique numériquement obtenue est inférieure à celles obtenues par les corrélations. Cet écart entre les deux approches est dû aux conditions de fonctionnement différentes pour les deux configurations. En effet, les corrélations ont été déterminées, généralement, dans des dispositifs expérimentaux dont la taille de l'entrefer, les conditions aux limites et les points de fonctionnement ne correspondent pas parfaitement à ce qu'on trouve dans les machines électriques dont l'entrefer est très étroit (0,5 mm). Également, si on considère que le flux thermique est constant pour un point de fonctionnement donné, on remarque que l'écart de température obtenu par CFD entre le rotor et le stator ΔT_{CFD} est inférieur à celui obtenu par les corrélations classique qu'on notera ΔT_{LPTN} . Cela signifie que les corrélations classiques sous estiment l'impact de la surface chaude sur la surface froide.

4.2.4. Apport et limites des méthodes CFD

Cette étude s'est intéressée à la compréhension des phénomènes d'écoulement et de transfert thermique par convection dans l'entrefer d'un alterno-démarrateur intégré en utilisant les méthodes de calcul par volume fini (CFD). Le modèle numérique proposé a montré une capacité à fournir plus de détails sur la dynamique d'échange thermique dans l'entrefer. Les distributions de la vitesse et de la température en fonction du régime de fonctionnement ont été obtenues par simulation.

Les échanges convectifs au sein d'une machine électrique sont généralement obtenus par des essais expérimentaux. Cette procédure est longue et coûteuse à mettre en place. Avec le développement des machines de calcul à haute performances, la CFD commence à prendre place aux seins de la communauté des concepteurs de machines électriques. En fait, Les corrélations existantes dans la littérature ne sont pas génériques et valable à tous types de géométries. Ceux-ci peuvent être obtenus par des calculs numériques CFD.

Malgré les avantages des méthodes CFD en matière de caractérisation thermique et aérodynamique des phénomènes fluidiques, mais elles présentent quelques limitations. En effet, les méthodes CFD sont très coûteuses en temps de calcul qui peut varier en fonction de la complexité de la géométrie, le nombre de nœuds dans un maillage, le modèle de turbulence utilisé, les critères de convergence, etc.

Dans le présent travail, le temps moyen pour un seul cas d'étude peut varier entre deux heures et quatre

heures selon le régime d'écoulement. Cette contrainte de temps a découragé l'exploitation de cette technique dans le contexte des machines électriques.

En outre, le calcul par volume fini est un domaine métier qui demande une expertise bien spécifique des structures d'écoulement, de la turbulence, des techniques de maillage et du couplage thermomécanique ce qui n'est pas toujours évident pour les designers des machines électriques.

Par conséquent, l'intérêt de cette analyse est de combiner les deux approches afin de se rapprocher le mieux des conditions de fonctionnement réelles de la machine électrique. Dans cette étude, le modèle CFD proposé a fourni une meilleure compréhension de la physique qui gère le transfert thermique par convection et il a abouti à la définition d'une nouvelle corrélation empirique qu'on pourra l'utiliser pour le calcul de la résistance thermique dans l'entrefer. La résistance ainsi déterminée pourra être intégrée dans le modèle de réseau nodal de la machine en question.

5. Conclusion

Dans cet article, un modèle numérique CFD d'un entrefer très étroit d'une machine électrique synchrone à aimants permanents intérieurs a été développé. Une analyse du transfert thermique par convection entre le rotor et le stator a été réalisée pour une plage de fonctionnement assez large. L'effet de la température moyenne de l'entrefer et la vitesse de rotation sur l'évolution des coefficients d'échange convectif a été investigué. Les résultats obtenus par calcul CFD ont montré l'existence de deux vitesses critiques à partir desquelles l'écoulement change de structure en introduisant des instabilités supplémentaires dues aux forces centrifuges et aux forces visqueuses. Ce changement de structure d'écoulement a un impact direct sur la distribution de la température et l'évolution des coefficients d'échange par convection. Les résultats ont montré que l'intensité de l'échange thermique dans l'entrefer dépend fortement des propriétés thermo-physiques de l'air confiné dans l'entrefer qui varient en fonction de la température moyenne. Ces données numériques obtenues ont permis de définir une équation empirique définie par morceaux qui exprime le nombre de Nusselt global en fonction du nombre de Taylor sur un large domaine de validité. Les coefficients d'échange obtenus par cette corrélation sont supérieurs à ceux obtenus en utilisant les équations empiriques proposées dans la littérature [9] [10] dont le domaine de validité ne correspond pas aux domaines de fonctionnement des machines électriques. Dans cette étude, les méthodes numériques

CFD ont montré leur capacité à fournir des données supplémentaires difficilement accessibles par les moyens usuels telles que la distribution de température, la vitesse d'écoulement et les coefficients d'échange locaux et globaux sur une large plage de fonctionnement. Certes, les méthodes numériques CFD présentent plusieurs avantages mais elles restent encore des méthodes coûteuses en temps de calcul et la qualité des résultats obtenus dépend de la finesse du modèle et les phénomènes physiques couplés existants dans une machine électrique.

Références

- [1] A. Boglietti, A. Cavagnino, D. Staton, Martin Shanel, and C. Mueller, M. ; Mejuto. Evolution and Modern Approaches for Thermal Analysis of Electrical Machines. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 56:871 – 882, 2009.
- [2] D.A. Staton and A. Cavagnino. Convection Heat Transfer and Flow Calculations Suitable for Electric Machines Thermal Models. *IEEE Industrial Electronics Society*, 55:3509 – 3516, 2008.
- [3] G. Friedrich, S. Vivier, R. Khliissa, K. El Kadri Benkara, and B. Assaad Determination of rotor-stator heat exchange coefficients in the case of totally enclosed machines: Application to an integrated starter-generator. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 1526 – 1533, Sept. 2013.
- [4] L. Chedot, G. Friedrich, M. Biedinger, and P. Macret. Integrated Starter Generator: The Need for an Optimal Design and Control Approach. Application to a Permanent Magnet Machine. *IEEE Industry Applications Society*, 43:551 – 559, 2005.
- [5] G.I. Taylor. Stability of viscous fluid between two rotating cylinders. *Philosophical Transactions of the Royal Society of London*, 223:289–343, 1923.
- [6] S. Viazzo and S. Poncet. Numerical simulation of the flow stability in a high aspect ratio Taylor-Couette system submitted to a radial temperature gradient. *Computers & Fluids*, 101:15–26, 2014.

- [7] S. Poncet, S. Haddadi, and S. Viazzo. Numerical modeling of fluid flow and heat transfer in a narrow Taylor-Couette-Poiseuille system. *International Journal of Heat and Fluid Flow*, 32:128–144, 2011.
- [8] M. Bouafia, A. Ziouchi, Y. Bertin, and J.B. Saulnier. Experimental and numerical study of heat transfer in an annular gap without axial flow with a rotating inner cylinder. *International Journal of Thermal Sciences*, 38:547–559, 1999.
- [9] I.S. Bjorklund and W.M. Kays. Heat transfer between concentric rotating cylinders. *Journal of Heat*, 81:175–186, 1959.
- [10] H. Aoki, H. Nohira, and H. Arai. Convective Heat Transfer in an Annulus with Inner Rotating Cylinder. *The Japan Society of Mechanical Engineers*, 10:523–532, 1967.
- [11] R. ; Facchini B. Poncet, S. ; Da Soghe. RANS Modeling of flow in rotating cavity system. V European Conference on Computational Fluid Dynamics (ECCOMAS CFD), June 2010.
- [12] C. Friess, S. Poncet, and S. Viazzo. An extensive study on LES, RANS and hybrid RANS/LES simulation of a narrow-gap open Taylor-Couetteflow. Pages 1–9, Chicago, USA, August 2014. Proceedings of 9th Symposium on DNS, LES, and Hybrid RANS/LES Methods.

Étude de la convection naturelle et de la radiation autour de la machine Synchro-réductante

Olfa MEKSI

Sorbonne Universités, Université de Technologie de Compiègne (UTC), EA 1006 Laboratoire Electromécanique, Centre de recherche Royallieu – 60 319 – 60 203 Compiègne cedex
meksiolf@utc.fr

Résumé : Dans cet article, nous proposons d'utiliser la mécanique des fluides numérique (MFN) comme méthode pour la modélisation de la convection naturelle et la radiation autour d'une machine synchro-réductante de petite taille. La forme externe de la machine en 3D a été mise en considération. Une étude expérimentale est effectuée sur cette machine qui est totalement fermée et non ventilée. Cette étude sert, d'une part, à déterminer le coefficient d'échange équivalent (de convection et de radiation) et, d'autre part, à mesurer l'émissivité moyenne de chaque surface du carter. Les résultats numériques obtenus ont été comparés avec les résultats expérimentaux, puis avec les résultats des corrélations empiriques extraites de la littérature.

MOTS-CLES – Étude expérimentale - Mécanique des fluides numériques (MFN) – machine électrique – Convection naturelle vers l'extérieur – Radiation.

1. Introduction

La modélisation du comportement thermique des machines électriques est une tâche essentielle, pour leur conception et leur optimisation. Néanmoins, la résolution des équations d'énergie associées à cette modélisation est une tâche compliquée au vu de la complexité géométrique des machines et de l'environnement dans lequel elles opèrent. Les caractéristiques thermophysiques sont hétérogènes et parfois mal évalués, les flux thermiques sont multidirectionnels, la présence des dents (statoriques et/ou rotoriques) dans l'entrefer et la géométrie complexe dans les cavités avec, en plus, la rotation du rotor, font que la modélisation thermique soit un défi majeur pour les ingénieurs. La modélisation du transfert thermique autour des machines électriques (transfert thermique vers l'extérieur) est l'un des problèmes communs entre tous les types des machines. La sensibilité de ce phénomène à la position de la machine et sa géométrie, la température ambiante et même les corps présents dans son environnement rendent l'étude encore plus complexe. Son importance lors de l'évacuation de chaleur vers l'extérieur de la machine explique le fait qu'elle doit être bien décrite. Les solutions numériques et empiriques proposées dans la littérature sont parfois insuffisantes puisque un coefficient de convection doit être bien défini. D'où le recours à des méthodes numériques spécifiées à l'analyse de l'aspect aérodynamique à côté de l'aspect thermique.

Cet article est axé autour de la convection et la radiation vers l'extérieur de la machine électrique. Ce mécanisme est fait sans l'in naturel, ce qui est le cas de petits moteurs électriques tel que la machine synchro-

réductante. C'est une machine totalement fermée à carter lisse sans ailettes. Le but de cette étude est de déterminer le coefficient d'échange équivalent autour de la machine synchro-réductante et faire une comparaison avec les solutions proposées dans la littérature. L'utilisation de la mécanique des fluides numérique accompagnée avec une étude expérimentale à l'arrêt est détaillée

2. Méthodes de modélisation thermique

2.1 Modélisation des machines électriques

Le transfert de chaleur est réalisé par trois types de mécanismes : la conduction, la convection et la radiation. Le premier type, la conduction, est le mécanisme dominant dans les solides donc il est dû à l'interaction entre les particules adjacentes. Elle est régie par la loi de Fourier,

$$q_{cond} = -k \nabla T \quad (1)$$

Tel que q_{cond} (W/m^2) est la densité de flux de chaleur (dans la suite, flux de chaleur) par conduction, k ($W/m.K$) est la conductivité thermique du support (solide),

Le deuxième type de transfert, la convection, combine deux mécanismes différents : la diffusion qui est plus importante proche de la surface fluide-solide et l'advection qui est dû au déplacement volumique du fluide. Selon la nature de déplacement de ces composants, on peut définir trois types de convection: convection naturelle, convection forcée et convection combinée (naturelle et forcée). La loi de Newton permet de déduire le flux de chaleur transmis par convection,

$$q_{conv} = h_c \cdot (T_s - T_\infty) \tag{2}$$

Tel que q_{conv} (W/m^2) est le flux de chaleur par convection, h_c ($W/m^2 \cdot ^\circ C$) est le coefficient d'échange par convection, est la température à la surface (interne ou externe) et est la température ambiante.

Enfin, le flux transmis par radiation sous forme des ondes électromagnétiques peut être quantifié par la loi de Stephan-Boltzmann,

$$q_{rad} = \bar{\varepsilon} \cdot \sigma \cdot (T_s^4 - T_\infty^4) \tag{3}$$

Tel que q_{rad} est le flux de chaleur par radiation, $\bar{\varepsilon}$ est l'émissivité moyenne de la surface de la machine et σ est le coefficient de Boltzmann.

Deux approches sont principalement adoptées pour la modélisation du comportement thermique des machines électriques : la méthode nodale (à constantes localisées) et la méthode numérique (éléments finis). Les deux méthodes reposent sur la décomposition en blocs de la géométrie étudiée (méthode nodales : des cylindres, des plans.../ méthode numérique : des hexaèdres, tétraèdres...).

La méthode nodale se base sur l'analogie thermique-électrique. Elle consiste à associer un nœud à chaque bloc où des résistances, des sources de chaleur et des capacités thermiques (régime transitoire) vont être connectées. Ces composants thermiques sont déduits à partir du bilan énergétique appliqué à chaque bloc. Le flux thermique dans chaque direction est supposé indépendant des autres, ce qui permet de définir des résistances thermiques comme suit [1],

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{P} \tag{4}$$

Tel que ΔT est la différence de température entre les deux surfaces opposées d'un bloc élémentaire et P est la puissance qui traverse ce bloc. P est relié au flux de chaleur par l'équation qui suit,

$$P = \int_S q \cdot ds \tag{5}$$

La méthode numérique (méthode des éléments finis) consiste à résoudre un bilan énergétique des différents modes de transfert pour chaque élément.

En termes du temps de calcul, la méthode nodale est avantageuse. Mais le point faible de deux méthodes est la complexité de la détermination du coefficient d'échange h_c et de l'émissivité moyenne qui vont influencer les résultats finaux du modèle thermique.

2.2 Modélisation du transfert de chaleur externe des machines électriques

Pour le cas traité dans cette article (machine de petite taille, totalement fermée et sans ventilation) la convection naturelle et la radiation sont les deux modes d'évacuation de chaleur vers l'extérieur. La principale difficulté de ces modes de transfert thermique se situe au niveau du calcul du coefficient d'échange et de l'émissivité, respectivement.

La dépendance du transfert de chaleur par rapport au coefficient par convection h_c est très significative, ce coefficient dépend de plusieurs facteurs : le gradient de température entre le carter et l'environnement, l'état du fluide de refroidissement, en général, de l'air, la géométrie de la machine et sa position (horizontale, verticale ou inclinée) et même la présence des corps dans l'environnement proche de la machine (des parois, des pièces, etc).

Pour la détermination de h_c , la méthode la plus répandue repose sur l'analyse dimensionnelle du problème thermique. Cette méthode synthétise les différents aspects thermiques et géométriques en les regroupant sous forme des variables qui définissent des nombres adimensionnels caractérisant l'état du fluide. Dans le cas de la convection naturelle, on peut définir le nombre adimensionnel de Nusselt Nu en fonction du nombre adimensionnel de Rayleigh Ra , ils sont définis dans le tableau (1). Le coefficient d'échange se déduit comme suit,

$$h_c = \frac{Nu \cdot k_f}{L_c} \tag{6}$$

Tel que k_f est la conductivité thermique du fluide à la température moyenne $T_{moy} = \frac{T_s + T_\infty}{2}$ et L_c est la longueur caractéristique.

Une autre méthode, utile pour déterminer le coefficient d'échange par convection, est basée sur la mécanique des fluides numériques (MFN). Elle fait intervenir les lois fondamentales de la mécanique des fluides (Navier-Stokes moyennées et de continuité) couplées avec l'équation de conservation d'énergie. Le système d'équations non linéaires obtenu est parfois très difficile à résoudre analytiquement d'où le recours à des approches numériques (volumes finis, différences finis...). La méthode adoptée lors de ce travail est basée sur le concept des volumes finis qui consiste à intégrer, discrétiser et linéariser le système des équations sur chaque volume élémentaire constitué lors du maillage du domaine [2,3].

Tableau 1. Définition des nombres adimensionnels pour la convection naturelle

	Formule	Définition	Paramètres
Nusselt	$Nu = \frac{h_c L_c}{k_f}$	Chaleur par convection / chaleur par diffusion	g : force de pesanteur β : coefficient d'expansion ν : viscosité cinématique
Rayleigh	$Ra = \frac{g \beta \Delta T_\infty L_c^3}{\nu^2}$	Forces gravitationnelles / Forces visqueuses	

La dernière méthode est l'identification expérimentale qui consiste à mesurer la puissance injectée et la différence de température entre le carter et l'environnement, en régime établi. Sous cette condition, le flux surfacique évacué vers l'extérieur est égale au rapport entre la puissance injectée et la surface du carter. Ensuite, la définition,

$$h_t = h_c + h_r = \frac{P_{\text{injectée}}}{(T_s - T_\infty)S} \quad (7)$$

est utilisée afin de déduire le coefficient d'échange équivalent h_t . Ce coefficient regroupe l'effet de radiation avec la convection (pas séparable expérimentalement).

Le coefficient d'échange par radiation est calculé en utilisant l'équation (8),

$$h_r = \overline{\varepsilon} \cdot \sigma \cdot (T_s^2 + T_\infty^2) \cdot (T_s + T_\infty) \quad (8)$$

Pour obtenir le coefficient d'échange de convection, il suffit de soustraire le coefficient d'échange de radiation.

3. Etude bibliographique

Dans cet article, nous allons nous limiter à l'étude de la convection naturelle autour la machine synchro-réductante à l'arrêt. Dans la littérature, nous trouvons peu de références consacrées à ce phénomène malgré son importance lors de la phase de refroidissement des machines et plus précisément, des machines fermées et non ventilées. Ces échanges peuvent être représentés dans un modèle à constantes localisées par une résistance thermique, des études précédentes montrent que cette résistance est très importante dans la modélisation des échanges thermiques des machines électriques.

Différentes corrélations empiriques, calculées sur des formes simples, peuvent être trouvées dans la littérature. Son utilisation reste limitée à l'analyse des géométries simplifiées sur des intervalles bien définis. Malgré les approximations réductrices qu'il faut appliquer aux géométries des machines électriques, ces corrélations sont souvent le dernier recours de concepteurs de machines électriques. Elles permettent de déterminer le coefficient d'échange directement ou bien de le déduire à partir du nombre de Nusselt en utilisant l'équation (5). Puis, le coefficient d'échange est utilisé pour calculer la résistance thermique (méthode nodale), ou bien, pour résoudre l'équation (3) (méthode des éléments finis).

Pour déterminer h_c , Staton et al. [5] ont fait une étude numérique (MFN) de la convection naturelle autour d'un moteur à aimants permanents sans balais. La radiation et l'effet des surfaces latérales ne sont pas incorporés. La corrélation proposée est sous la forme :

$$h_c = k_{c1} \left(\frac{T_s - T_\infty}{D} \right)^{k_{c2}} \quad (9)$$

Les coefficients k_{c1} et k_{c2} sont obtenus en utilisant la courbe de tendance en accord avec les résultats numériques. Ils sont égaux à 1.3 et 0.25, respectivement.

Srinivas et al. [6] ont modélisé la totalité d'une machine à réductance variable numériquement (éléments finis), en utilisant une corrélation empirique pour la convection naturelle à l'extérieur,

$$h_c = 1.08 \cdot (T_s - T_\infty) \quad (10)$$

Les corrélations utilisées par Staton et al. [7, 10] afin de calculer le coefficient d'échange autour du moteur à induction, sont celles proposées par Morgan (8) mais appliquées sur la géométrie complexe de cette machine. Pour cela, les auteurs calculent le coefficient d'échange lié à chaque surface élémentaire puis ils moyennent sur toute la surface,

$$Nu = a \cdot Ra^b \quad (11)$$

Les valeurs des coefficients a et b , dépendent du régime d'écoulement et de la géométrie, ils sont résumés dans le tableau (2).

Markovic et al. [8] ont utilisé les corrélations proposées par Churchill, eqs. (12), et (13), pour l'étude théorique de la convection naturelle autour d'une petite machine à surface cylindrique lisse, accompagnée d'une étude expérimentale pour la comparaison. Les conclusions les plus importantes à la fin de cette étude sont : les corrélations de Churchill sous estiment le coefficient d'échange et le flux transmis par radiation dépasse 35% du flux total.

$$Nu_1 = \left[0.6 + \frac{0.387 Ra_1^{1/6}}{\left(1 + (0.559 / Pr)^{1/6}\right)^{8/27}} \right]^2 \quad (12)$$

$$Nu_2 = \left[0.825 + \frac{0.387 Ra_2^{1/6}}{\left(1 + (0.492 / Pr)^{1/6}\right)^{8/27}} \right]^2 \quad (13)$$

Tableau 2. Coefficients utilisés pour l'équation (11) [2]

Forme géométrique	Ra (Lam.—Tur.)	a (Laminaire)	b (Laminaire)	a (Turbulent)	b (Turbulent)
Cylindre horizontale	109	0.525	0.25	0.129	0.33
Plaque plane	109	0.59	0.25	0.129	0.33

Boglietti et al. [9, 12] ont proposé une corrélation alternative basée sur une analyse de la convection naturelle autour de la machine à induction. Elle est transposable sur des autres types des machines. Cette expression permet de calculer une résistance équivalente (de conduction et de radiation) en fonction de la surface totale de la machine,

$$R = \frac{0.167}{A} \quad (14)$$

Kral et al. [11] ont mené une étude thermique sur la machine à induction en se basant sur la méthode numérique (MFN), expérimentale et nodale. Cette étude a montré qu'il y a une déviation maximale entre les différentes méthodes au niveau de la température du carter. Les auteurs ont justifié cet écart par le fait que le thermocouple a été mal placé sur le carter de la machine (problème expérimentale).

4. Etude expérimentale de la convection naturelle

Une étude expérimentale de la convection naturelle autour de la machine synchro-réductante a été réalisée. C'est une machine destinée à l'électrification de l'embrayage dans le secteur automobile. Elle est totalement fermée et de petite taille avec un carter lisse en aluminium de diamètre $D = 4.54$ cm et de longueur $L = 11.43$ cm.

Lors de l'expérience, la machine a été suspendue à une distance de 30 cm au-dessus de la base d'une cabine totalement fermée peinte en noir afin de réduire l'énergie réfléchi. La cabine est utilisée afin de réduire les perturbations externes (un écoulement externe de l'air, flux d'énergie rayonné). Les dimensions de la cabine ont été choisies de façon à éviter l'influence des surfaces de la cabine sur la convection naturelle et plus précisément sur le coefficient d'échange autour de la machine.

Le banc d'essai se décompose en deux parties (figure (2)) : la partie d'alimentation et la partie d'acquisition des mesures. Une alimentation stabilisée fournit un courant continu aux trois phases de la machine connectées en parallèle. Des thermocouples de types k ont été utilisés : un thermocouple pour la température à la surface cylindrique de la machine $T_{s,1}$, et une autre pour l'encoche, un thermocouple pour la température ambiante est placé dans un coin au-dessus de la machine à l'intérieur de la cabine T_{∞} .

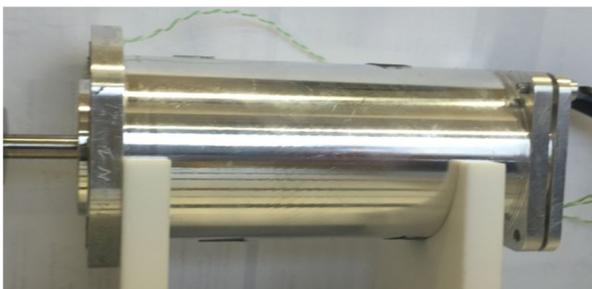


Figure 1 : Machine synchro-réductante

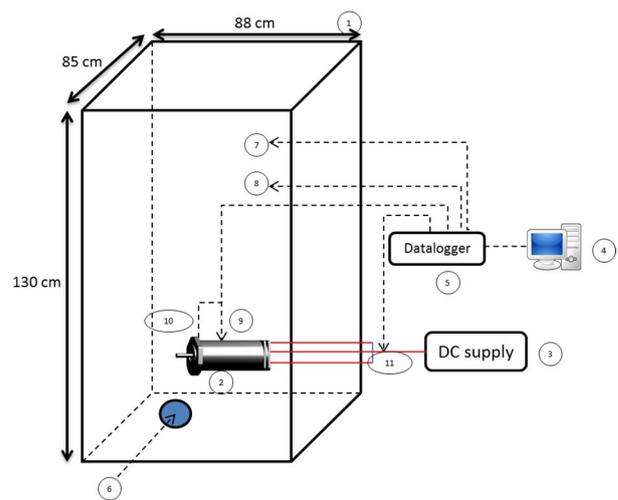


Figure 2 : Schéma du banc d'essai : (1) cabine d'essai, (2) machine synchro-réductante, (3) source de courant continu, (4) PC, (5) central d'acquisition, (6) emplacement de la caméra infrarouge, (7) thermocouple pour la température ambiante, (9) thermocouple pour la température du carter, (10) thermocouple pour l'encoche et (11) sonde à effet hall

La caméra infrarouge a été aussi utilisée pour la mesure de la température sur l'un des surfaces latérale $T_{s,2}$. Elle a été placée à travers un trou dans l'un des quatre surfaces de la cabine. La température de la surface de la machine a été calculée en moyennant $T_{s,1}$ et $T_{s,2}$. En plus, ce dispositif a été utilisé afin de déterminer expérimentalement l'émissivité de chaque surface de la machine (cylindrique et latérales). Pour cela des bouts de scotch noir à émissivité connue ont été placés sur le carter. La température mesurée par la caméra infrarouge sur le scotch noir est la température référence. Puis, on fixe un point sur la surface réelle de la machine et on mesure la température qui va être différente de la température référence. Alors, on ajuste l'émissivité de la caméra, juste, pour ce point de façon qu'on obtienne une température égale à la température référence.

L'acquisition instantanée de la puissance injectée et les températures a été faite depuis une central d'acquisition connecté à un PC, comme il est montré à la figure (2). Ces mesures nous permettent de déterminer le coefficient d'échange de convection en utilisant les corrélations (7) et (8).

5. Etude numérique de la convection naturelle (MFN)

D'après les études mentionnées auparavant, l'estimation du coefficient d'échange autour des machines électriques peut s'effectuer par deux façons différentes : (1) corrélations empiriques et (2) la mécanique des fluides numérique en prenant comme référence l'identification expérimentale. La deuxième approche fait la liaison entre la thermique et la mécanique des fluides et permet de comprendre le comportement et l'état du fluide sous l'influence de la température, à chaque instant.

Vu l'évolution de la puissance de calcul des ordinateurs au cours des dernières années, l'utilisation

de la MFN est devenue de plus en plus importante. Boglietti et al. [10] ont donné un aperçu de la portée de la MFN sur la modélisation thermique des machines électriques que ce soit par la méthode des éléments finis ou bien par la méthode nodale. Ils ont précisé les simplifications et les hypothèses les plus importantes et les différentes erreurs qui peuvent être faites.

5.1 Hypothèses et équations de Navier-Stokes

Le problème à traiter est celui de la convection naturelle autour d'une machine électrique dans un domaine fermé en régime permanent. Puisque le nombre de Rayleigh ne dépasse pas 109, l'écoulement est considéré laminaire [2]. Les hypothèses suivantes sont adoptées :

- (1) l'écoulement est Newtonien et incompressible,
- (2) l'approximation de Boussinesq est utilisée pour le calcul des forces de flottabilité,
- (3) les paramètres thermophysiques du fluide sont constants (sauf pour le terme de flottabilité),
- (4) la dissipation visqueuse est négligeable,

Les équations de Navier-Stokes (de continuité, de quantité de mouvement et d'énergie) pour le régime permanent sous les hypothèses citées auparavant, peuvent être écrites comme suit [1,2 et 3],

$$\operatorname{div} V = 0 \quad (15)$$

$$\rho V \cdot \nabla V = \rho g - \operatorname{div} p \quad (16)$$

$$\nabla \left[\rho V \left(\frac{V^2}{2} + e \right) \right] = \rho g \cdot V - \operatorname{div}(p \cdot V) - \operatorname{div} q \quad (17)$$

Tel que V est la vitesse d'une particule, ρ est la masse volumique de l'air, p est le tenseur des contraintes de pression hydrostatique, e est la densité massique de l'énergie interne.

5.2 Modèle numérique

A cause de la symétrie seulement la moitié de la géométrie qu'on va traiter dans cet article comprend une cabine de dimensions 88cm×85cm×130cm et une machine synchro-réductante placée à 30 cm au-dessus de la base de la cabine (figure (3)). Les dimensions de la cabine ont été choisies de façon qu'ils n'influencent pas la convection naturelle autour de la machine dans sa position horizontale.

La moitié symétrique de la géométrie est utilisée pour une simulation en 3D comme il est montré à la figure (3,A). La conception de la géométrie et la génération du maillage sont effectuées sous Ansys Workbench 13 (figure (4)).

Un maillage tétraédrique a été créé dans tout le domaine de calcul. La couche limite, le chemin du flux thermique (au-dessus de la machine), et même la zone où on peut voir un écoulement d'air froid vers la machine (au-dessous de la machine) sont bien raffinés. Une inflation autour de la machine a été appliquée pour

mieux montrer les phénomènes qu'on peut observer et pour avoir des solutions plus précises.

Les conditions aux limites sont obtenues expérimentalement. Les surfaces latérales et la base de l'enceinte (cabine) sont considérées comme des murs à température constante à émissivité connue, sauf le toit sur lequel on a imposé deux types de conditions aux limites : mur à température constante et pression d'entrée nulle (pressure-inlet). Cette alternance entre les deux conditions vise à étudier l'influence du plafond sur le coefficient d'échange sur la surface de la machine. Les surfaces de la machine sont des murs à température constante.

Pour les présentes simulations, Fluent a été utilisé pour résoudre la forme algébrique des équations d'énergie et de Navier-Stokes (15), (16) et (17) en utilisant l'approximation du Boussinesq pour estimer les forces gravitationnelles,

$$\rho_1 = \rho - \rho_0 \approx -\rho_0 \beta (T_s - T_\infty) \quad (18)$$

Le solveur découplé basé sur la pression, et la méthode de discrétisation SIMPLEC (SemiImplicit Method for Pressure Linked Equations) ont été utilisés. Le modèle laminaire sans dissipation visqueuse est appliqué. La convection et la radiation ont été modélisées numériquement.

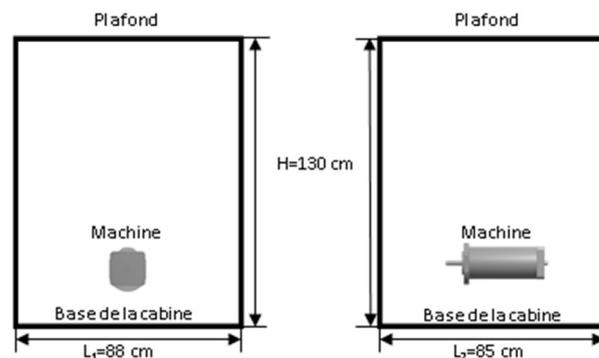


Figure 3 : Schéma du modèle géométrique (domaine de calcul) (A) vue de face (B) vue de côté

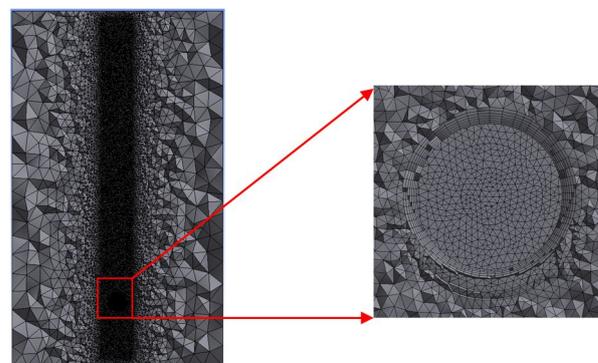


Figure 4 : Maillage du domaine de calcul

L'algorithme SIMPLEC consiste à estimer le champ de pression initial qui permet de déterminer les composants de la vitesse à partir de l'équation de

quantité de mouvement (16). L'étape suivante s'agit de calculer le terme de correction de pression en utilisant l'équation de correction de pression, puis, corriger le champ de vitesse et de pression. Enfin, l'équation (17) est utilisée afin de calculer le champ de température, et les solutions trouvées sont utilisées dans le nouveau boucle jusqu'à la satisfaction du critère de convergence. Ces derniers sont réglés à 10^{-3} pour la continuité et les vitesses et à 10^{-6} pour l'énergie.

6. Résultats et discussion

Nous allons présenter, tout d'abord, les résultats montrant que les conditions aux limites sur le plafond du domaine de calcul n'influencent pas le coefficient d'échange moyen autour de la machine. Dans ce modèle n'intervient que la convection, la radiation est négligée. La figure (5) montre que la variation de la température verticalement au-dessus de la surface de la machine est la même dans les deux cas (fermée ou ouverte). La température de l'air proche de la surface supérieure du domaine de calcul est différente de la température ambiante ce qui paraît très clair dans les deux modèles.

La figure (6) montre la différence de la distribution de la température dans les deux cas étudiés. Le flux thermique dans le premier modèle continu à monter, il dépasse le plafond. Par contre, dans le deuxième modèle, il change la direction en formant un grand tourbillon. Le résultat que nous intéresse dans cette étude est le coefficient d'échange autour de la machine. En comparant le coefficient d'échange moyen sur la surface totale de la machine, on a trouvé que la

différence entre les coefficients d'échange obtenus ne dépasse pas 0,01.

En termes de temps de calcul, il faut noter que lorsque la cabine est ouverte la convergence est obtenue plus rapidement. Ces conclusions ont permis d'affirmer que les dimensions de la cabine ne vont pas affecter les processus de convection.

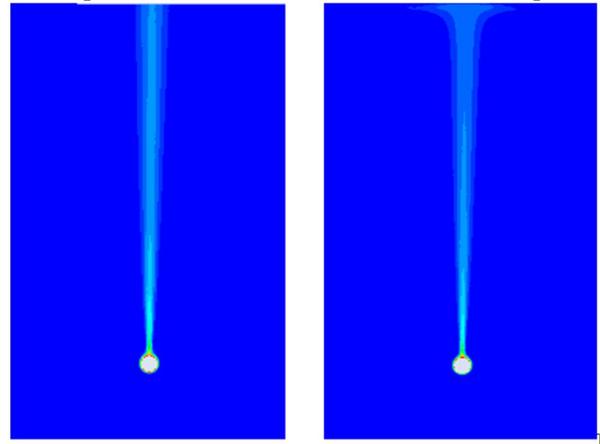


Figure 6 : Distribution de la température à côté du plafond pour une cabine ouverte et fermée

Le coefficient d'échange moyen a été calculé en régime permanent, lorsque le flux injecté s'évacue totalement vers l'extérieur par radiation et convection naturelle. Le flux de chaleur injecté est le rapport entre la puissance injectée et la surface totale du carter.

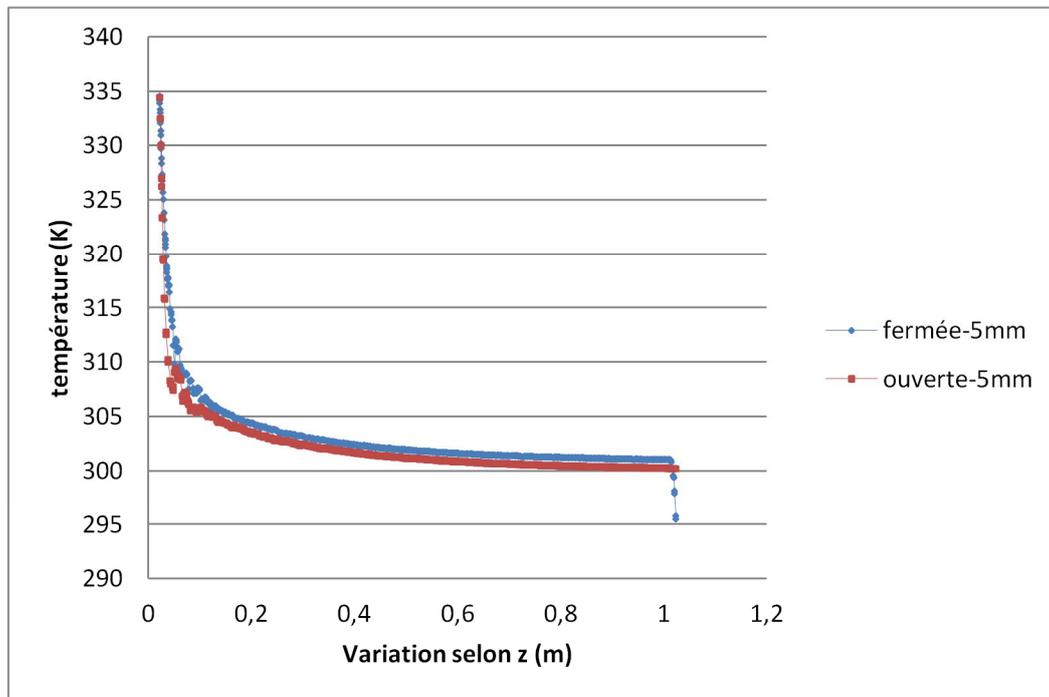


Figure 5 : Evolution de la température au-dessus de la machine pour une cabine fermée et ouverte avec la même taille des volumes

Afin de calculer le coefficient d'échange radiatif en utilisant l'équation (8), l'émissivité moyenne du carter a été mesurée comme il est montré au paragraphe (4). Elle est égale à 0.09 sur toute la surface. Enfin, le coefficient d'échange a été déterminé en utilisant l'équation (7) et il est montré au tableau (2) où il est comparé avec les coefficients d'échange expérimental, de Staton (9), de Morgan (11), de Churchill (12) et (13), et de Boglietti (14).

Tableau 2 : Comparaison des résultats numériques et expérimentaux avec les corrélations de la littérature

	Surface totale	Surface cylindrique
hc expérimental	8.35	8.88
hc numérique	7.93	7.47
hc Staton	-	12.11
hc Morgan	7.03	6.54
hc Churchill	6.23	6.05
hc Boglietti	5.31	-

La température ambiante et la température moyenne du carter sont, respectivement, 19.44 °C et 63.5 °C. La puissance injectée pour chauffer la machine est 9.97 W. Le tableau (2) regroupe tous les résultats liée à la surface totale de la machine, puis, liée à la surface cylindrique seulement. Dans les deux cas, les résultats numériques sont les plus proches des résultats expérimentaux. L'erreur ne dépasse pas 5% dans le premier cas et 16% dans le deuxième. Pour le coefficient d'échange lié à la surface totale de la machine, la corrélation de Boglietti (14) sous-estime le coefficient d'échange et la dispersion minimale est donnée par la corrélation de Morgan. Dans le deuxième cas (surface cylindrique), on trouve que la déviation est maximale pour Staton et minimale pour Morgan.

7. Conclusion

Ce travail a été consacré à l'étude de la convection naturelle autour de la petite machine synchro-réductante à stator lisse en aluminium. Une étude bibliographique a été effectuée afin d'extraire les corrélations utilisées, dans le contexte des machines électriques, pour l'étude des échanges de chaleur par convection naturelle autour des machines électriques.

Lors de notre étude, des approches expérimentale et numérique ont été utilisées afin de déterminer le coefficient d'échange de la convection naturelle autour de la machine synchro-réductante à l'arrêt. Lors de cette analyse, l'environnement a été bien contrôlé et détaillé en évitant toute source de perturbation, ce qui n'a pas été fait dans les études antérieures sur les machines électriques et donne l'originalité au travail proposé. En plus, l'effet des surfaces latérales a été incorporé ce que peut traduire la différence important en comparant avec les résultats de Staton [5]. Les résultats numériques obtenus sont satisfaisants malgré que le maillage puisse être plus raffiné, mais, il faut rappeler que le temps de calcul risque d'être plus long.

Références

- [1] O. MEKSI et A. OSPINA VARGAS. Modélisation thermique de l'alternateur à griffes: étude de la convection naturelle dans l'entrefer. In : Symposium de Génie Électrique 2014.
- [2] F. P. INCROPERA. Fundamentals of heat and mass transfer. John Wiley & Sons, 2011.
- [3] F. DABBENE et H. PAILLERE. Initiation à la simulation numérique en mécanique des fluides : Éléments d'analyse numérique. Cours ENSTA MF307, 6 juin 2003.
- [4] FLUENT, Ansys. Ansys Fluent Theory Guide. ANSYS Inc., USA, 2011.
- [5] D. A. STATON et E. SO. Determination of optimal thermal parameters for brushless permanent magnet motor design. In : Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE. IEEE, 1998. p. 41-49.
- [6] K. N. SRINIVAS et R. ARUMUGAM. Thermal characterization through finite element analysis of the switched reluctance motor. In : TENCON 2001. Proceedings of IEEE Region 10 International Conference on Electrical and Electronic Technology. IEEE, 2001. p. 819-823.
- [7] D. A. STATON, A. BOGLIETTI, et A. CAVAGNINO. Solving the more difficult aspects of electric motor thermal analysis. In : Electric Machines and Drives Conference, 2003. p. 747-755.
- [8] M. MARKOVIC, L. SAUNDERS, et Y. PERRIARD. Determination of the thermal convection coefficient for a small electric motor. In : Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE. IEEE, 2006. p. 58-61.
- [9] A. BOGLIETTI, A. CAVAGNINO, et D. A. STATON. Determination of Critical Parameters in Electrical Machine Thermal Models. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2008, vol. 44, no 4, p. 1150-1159.
- [10] D. A. Staton et A. CAVAGNINO, Convection Heat Transfer and Flow Calculations Suitable for Electric Machines Thermal Models, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2008, vol. 55, no 10, p. 3509-3516.
- [11] C. KRAL, A. HAUMER, M. HAIGIS et al. Comparison of a CFD analysis and a thermal equivalent circuit model of a TEFC induction machine with measurements. Energy Conversion, IEEE Transactions on, 2009, vol. 24, no 4, p. 809-818.
- [12] A. BOGLIETTI, A. CAVAGNINO, D. A. STATON, et al. Evolution and Modern Approaches for Thermal Analysis of Electrical Machines. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2009, vol. 56, no 3, p. 871-882.

Modélisation et Simulation d'un Système Multi-physique Application à un stockeur d'énergie d'un ferry tout électrique

Sadok HMAM, Jean-Christophe OLIVIER, Salvy BOURGUET, Luc LORON

Laboratoire IREENA, Université de Nantes 37 boulevards de l'université BP 406, 44602 Saint-Nazaire Cedex
sadok.hmam@univ-nantes.fr Adresse

Résumé : Cet article porte sur la modélisation et la simulation d'un système complexe reposant sur une application de stockeur d'énergie à base de supercondensateurs et appliqué à un navire tout électrique de type plug-in. Les différents modèles électrique, thermique et de vieillissement du stockeur, constituant un système d'équations différentielles ordinaires (ODEs) et d'équations différentielles algébriques (DAEs) sont présentés. À cet effet, l'implémentation des modèles a été réalisée à l'aide de deux approches de modélisation différentes. La première est une approche causale basée sur des schémas-blocs représentant des fonctions de transferts traduisant le comportement des modèles. Et la deuxième, dite acausale est orientée-équation et fondée sur le principe de programmation orienté-objet. Une comparaison selon plusieurs critères entre les deux approches est finalement présentée.

MOTS-CLES – Système complexe, multi-physique, ODE, DAE, modélisation causale /acausale, Simulink, Simscape.

1. Introduction

La simulation numérique est devenue partie intégrante du processus de développement et de mise au point des systèmes complexes. C'est dans ce contexte que diverses méthodologies et outils de modélisation de plus en plus performants ont émergés.

Ces derniers permettent de diminuer les efforts de modélisation, afin de converger vers une solution optimale beaucoup plus rapidement que par les méthodes traditionnelles [1][2].

La modélisation d'un système multi-physique nécessite un couplage entre des domaines physiques différents (électrique, thermique, mécanique, hydraulique...). Parmi ces disciplines, il existe un dénominateur commun lié au fait que des échanges de puissance et d'énergie transitent au sein et entre les domaines. L'intégration de plus en plus de phénomènes physiques conduit à un système ayant un nombre de plus en plus grand d'inconnues et dont la solution nécessite de devoir simuler un système d'équations non linéaires dont la raideur évolue avec les dynamiques des différents sous-modèles [3]. L'augmentation de ces deux facteurs, raideurs et nombre d'inconnues, impacte directement sur le niveau de complexité et le temps de simulation du système global (Figure 1). Ces facteurs constituent donc un verrou majeur pour le développement de l'innovation et le gain en compétitivité qui en découle.

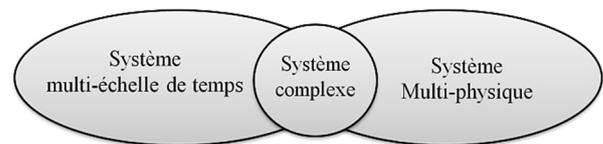


Figure 1: Domaines de modélisation des systèmes physiques

L'objectif de cet article est de présenter un exemple de système multi-physique et multi-échelle en étudiant le vieillissement du stockeur d'énergie d'un ferry tout électrique de type plug-in. Le stockeur permet de fournir toute l'énergie du navire avec un profil de consommation connu. Dans un premier temps nous présenterons les différents modèles du stockeur. Ensuite nous proposerons deux outils de modélisation et de simulation basés sur les approches causales et acausales, mettant en évidence les difficultés d'implantation des systèmes d'équations différentielles algébriques (DAEs) et montrant l'apport de la nouvelle approche de modélisation acausale orientée-objet et orientée-équation. Nous terminerons par une comparaison des résultats des modèles simulés à l'aide des outils Simulink et Simscape de Matlab.

2. Description du système

Le système étudié est un petit ferry à passager qui effectue la traversée entre deux arrêts d'une ligne de transport en commun. Ce navire effectue 35 traversées par jour et donc, il recharge 35 fois par jour ses stockeurs au quai R. À la fin de la recharge, le navire repart en consommant une puissance correspondante à

une vitesse de 5 nœuds pour sortir du chenal (2). Une fois sortie du chemin de chenalage (2), le navire navigue à 8 nœuds dans la zone (1) puis termine ce trajet à 5 nœuds pour arriver au quai A. Il reste 5 minutes à cet arrêt en consommant de l'énergie pour se maintenir près du ponton et alimenter ses auxiliaires (pompes, ventilation, outils d'aide à la navigation, réseau de bord, ...).

Quand l'escale au quai A est terminée, le navire repart vers sa station de recharge en utilisant le même ordonnancement de puissance qu'à l'aller, selon le cycle détaillé dans la figure 2. La station de recharge est dimensionnée pour une stratégie de recharge à puissance constante. La durée de cette recharge est de 5 minutes en moyenne.

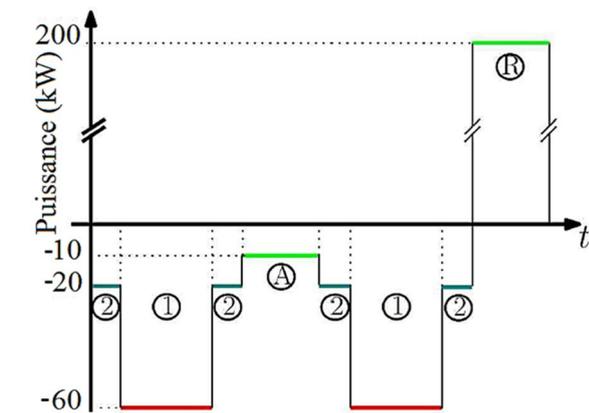
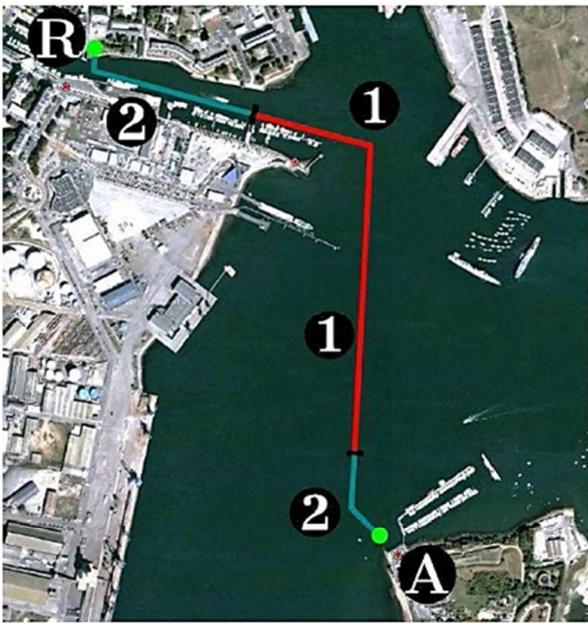


Figure 2 : Circuit et cycle de puissance de décharge du ferry électrique à passagers Ar Vag Tredan[4]

Le stockeur du navire est composé de modules de supercondensateurs associés en série pour créer des branches qui sont elles-mêmes mises en parallèle. Les modèles développés dans la section suivante sont ramenés à des modèles équivalents rassemblant tous les modules série/parallèle et considérant qu'ils sont tous identiques pour simplifier le calcul. Suite à un pré-dimensionnement énergétique réalisé dans les travaux

[4], nous trouvons les principaux paramètres que nous avons utilisés dans le tableau suivant :

Tableau 1: Données du dimensionnement du ferry électrique

Descriptif	Paramètre	Valeur	Unité
Durée de recharge	Δt_{quai}	5	minutes
Nombre de traversée par jour	N_{trajets}	35	Trajets/jour
Energie utile	E_{utile}	15	kWh
Tension du bus continu	E_{dc}	600	V
Nombre de modules en série	N_s	9	Modules
Nombre de branches en parallèle	N_p	11	branches
Tension par module de SCs	V_{module}	65	V
Résistance série d'un module	r_s	3	m Ω
Résistance d'équilibrage	r_p	2	k Ω
Capacité initiale d'un module	c_{sc}	375	F
Résistance thermique d'un module	R_{th}	0.35	$^{\circ}\text{C.W}^{-1}$
Capacité thermique d'un module	C_{th}	19000	J.C $^{-1}$
Température ambiante	T_a	25	$^{\circ}\text{C}$

3 Modélisation du stockeur d'énergie

3-1 Présentation des différents modèles

Le modèle électrique équivalent est un modèle énergétique simplifié de type RC [5] composé d'une capacité c_{sc} qui représente l'énergie stockée, et d'une résistance série r_s symbolisant les pertes de transfert au sein d'un module lors des échanges d'énergie. Ce modèle électrique peut être associé à un système d'équilibrage représenté par une résistance parallèle r_p .

La recharge des modules de supercondensateurs se fait à puissance constante P_{sc0} (station de recharge à quai) pendant une durée moyenne de 5 minutes jusqu'à atteindre une tension U_{max} . Pour la décharge, nous avons ramené le profil de traversé du navire à un profil de puissance imposée décrit par la figure 2.

Le cycle de fonctionnement décrit ci-dessus doit donc être exprimé pour une sollicitation en puissance, ce qui conduit à l'équation différentielle algébrique (DAE) (1) déduite à partir de la relation $P_{sc} = u_{sc} \cdot i_{sc}$ [6] (voir la Figure 3).

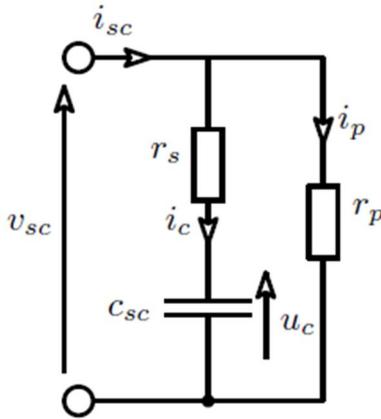


Figure 3 : Modèle électrique simplifié d'un module de supercondensateur

Le modèle électrique de l'unité de stockage d'énergie :

$$P_{sc} = (R_s + \frac{R_s^2}{R_p}) \cdot C_{sc}^2 \cdot (\frac{du_c}{dt})^2 + (1 + \frac{2R_s}{R_p}) \cdot C_{sc} \cdot U_c \cdot (\frac{du_c}{dt}) + \frac{U_c^2}{R_p} \quad (1)$$

Avec : $R_s = r_s \cdot \frac{N_s}{N_p}$ $R_p = r_p \cdot \frac{N_s}{N_p}$ $C_{sc} = c_{sc} \cdot \frac{N_p}{N_s}$

Les paramètres du modèle équivalent de l'unité de stockage d'énergie.

Il est également possible de calculer les pertes dans chaque élément (R_s et R_p) du modèle électrique équivalent en connaissant le courant i_{sc} et la tension U_{sc} à l'entrée du stockeur à travers l'équation suivante :

$$\varphi_{pertes} = R_s \cdot i_c^2(t) + \frac{U_{sc}^2(t)}{R_p} \quad (2)$$

Les pertes électriques entraînent un phénomène d'auto-échauffement à l'intérieur du module. L'élévation de la température a une influence très importante sur le vieillissement des supercondensateurs [7]. C'est pourquoi un modèle thermique du module est développé afin d'estimer la température moyenne T_{sc} du cœur du module.

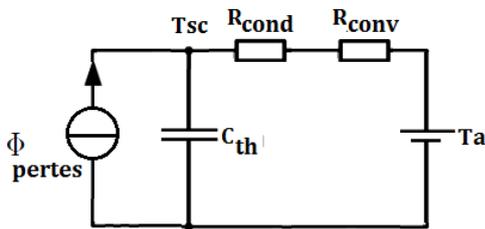


Figure 4 : Modèle thermique d'un module de supercondensateur

Le modèle thermique peut être décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\frac{dT_{sc}}{dt} = \frac{1}{C_{th}} \cdot (\varphi_{pertes} - \frac{T_{sc}-T_a}{R_{cond}+R_{conv}}) \quad (3)$$

Le modèle de durée de vie que nous avons adopté s'appuie sur les paramètres issus des essais de vieillissement calendaire et révèle qu'un profil moyen de dégradation de la capacité existe (figure 5). Après avoir constaté une évolution générique de la capacité, il

est intéressant de se rapprocher de notre fonctionnement cyclique et le modéliser par une loi d'Arrhenius $f(V,T)$ qui dépend principalement de la tension vue pendant le cycle de charge-décharge et de la température au cœur du module [8][9]. Puisque ce profil moyen existe, il est alors possible d'utiliser la tangente à la courbe réelle pour effectuer une estimation de la valeur de capacité. Le vieillissement se traduit par une dégradation des paramètres électriques (résistance série et capacité) et intervient donc sur l'efficacité et l'autonomie du système.

$$\frac{dC_{sc}}{dt} = -K_{C0} \cdot 0.9 \cdot C_{sc0} \cdot 2^{\frac{U_{sc}(t)-U_0}{\Delta U}} \cdot 2^{\frac{T_{sc}(t)-T_0}{\Delta T}} \quad (4)$$

$$\frac{dR_s}{dt} = K_{rs0} \cdot R_{s0} \cdot 2^{\frac{U_{sc}(t)-U_0}{\Delta U}} \cdot 2^{\frac{T_{sc}(t)-T_0}{\Delta T}} \quad (5)$$

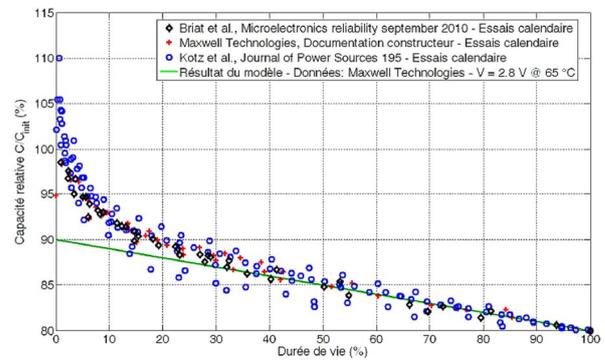


Figure 5 : Représentation normalisée du vieillissement [10]

Tableau 2 : Paramètres de vieillissement de la loi d'Arrhenius[4]

U0	T0	ΔU	ΔT	KC0	KR0
2.5V	25°C	0.2V	10°C	1.5% /an	10% /an

Le modèle complet du système étudié peut être résumé dans un graphe de liaison des différents modèles (figure 6) en précisant les paramètres échangés qui sont calculés à partir du système d'équations différentielles décrites précédemment. L'augmentation de la résistance série et la diminution de la capacité sont prises en compte lors de chaque cycle (charge/décharge) pour calculer la durée de vie du stockeur. Puis l'information est renvoyée au modèle électrique pour calculer de nouveau les pertes qui sont par la suite renvoyées au modèle thermique.

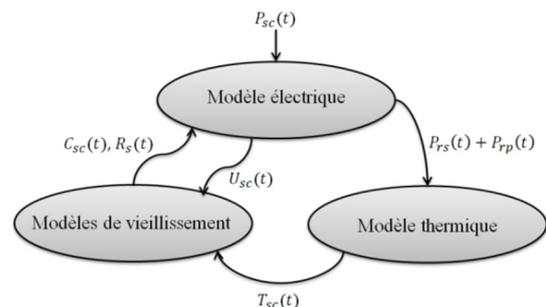


Figure 6 : Graphe de liaison entre les différents modèles

3.2 Modélisation causale sous Matlab/Simulink

3.2.1 Modélisation d'une DAE sous Simulink

La modélisation sous Simulink est une modélisation causale, appelée aussi modélisation orientée blocs (ou orientée signal). Les signaux sont transmis entre les blocs à travers des liens. Ces signaux servent à propager les valeurs des variables individuelles de la sortie d'un bloc vers les entrées des blocs suivants. Les informations d'entrée sont transformées et traitées dans les blocs jusqu'à être acheminées vers la sortie. Simulink contient une suite de solveurs numériques capables de simuler des équations différentielles ordinaires (ODEs) qui peuvent être écrites sous cette forme :

$$\dot{x} = f(t, x, p) \quad (6)$$

avec x le vecteur d'états, t la variable de temps indépendante et p les paramètres

Certains systèmes d'équations contiennent des contraintes additionnelles impliquant la variable indépendante et le vecteur d'états. Ces systèmes s'appellent équations différentielles algébriques (DAEs) [11]. Elles peuvent être décrites par le système ci-dessous. Cette forme est appelée « forme semi-explicite » d'une DAE.

$$\dot{x} = f(t, x, p) \quad (7)$$

est la partie différentielle d'une DAE

$$0 = g(t, x, p) \quad (8)$$

est la partie algébrique (ou contrainte algébrique)

Une DAE existe aussi sous une forme plus générale avec une contrainte algébrique implicite :

$$f(t, x, \dot{x}, p) = 0 \quad (9)$$

Si nous prenons le cas de l'équation différentielle (1) de notre modèle électrique et nous la simplifions pour rendre les termes plus visibles en remplaçant

$$K1 = \left(R_s + \frac{R_s^2}{R_p}\right) \cdot C_{sc}^2, K2 = \left(1 + \frac{2R_s}{R_p}\right) \cdot C_{sc} \text{ et } K3 = \frac{1}{R_p}$$

$$K1 \cdot \left(\frac{dU_c}{dt}\right)^2 + K2 \cdot U_c \cdot \left(\frac{dU_c}{dt}\right) + K3 \cdot U_c^2 - P_{sc} = 0 \quad (10)$$

Nous remarquons que ce n'est pas possible d'exprimer la plus haute dérivée (dU_c/dt) en fonction des autres termes vu qu'il existe une relation algébrique entre (dU_c/dt) et les termes restants. Nous pouvons conclure que cette équation polynomiale est une DAE implicite. La modélisation et la résolution de ce type d'équation présentent un problème mathématique important notamment dans les systèmes physiques complexes.

La modélisation d'une DAE sous Simulink dépend essentiellement de la forme de l'équation. Dans le cas

d'une DAE sous sa forme « semi-explicite », sa modélisation sous Simulink est possible puisqu'elle est composée d'une ODE (équation différentielle ordinaire) en rajoutant une contrainte algébrique. Mais dans ce cas, nous aurons un problème de simulation indiquant la présence d'une boucle algébrique.

En général, les boucles algébriques peuvent se produire lors de la modélisation des systèmes physiques, souvent en raison des lois de conservation comme par exemple la conservation de la masse et de l'énergie.

Dans la plupart des cas, nous pouvons éliminer les boucles algébriques par l'utilisation d'un délai à l'aide du bloc « Unit Delay » ou d'un intégrateur. Cependant cette technique peut ralentir la simulation dans le cas d'un système complexe.

Dans le cas d'une DAE « implicite », vu que la plus haute dérivée \dot{x} de l'équation ne peut pas être exprimée en fonction des autres termes x et t (une relation algébrique entre t , x et \dot{x}), il devient difficile de modéliser ce type d'équation sur Simulink voire impossible dans certains cas. Pour cela, pour pouvoir implémenter une telle équation sous Simulink il faudra la transformer en DAE semi-explicite en réalisant des manipulations mathématiques et des changements de variables. Puis en partant d'une DAE semi-explicite, il est également possible d'obtenir une ODE en effectuant des différenciations du modèle de départ. Le nombre de différenciations nécessaires appelé « indice » est la distance qui sépare une DAE d'une ODE. La réduction d'indice [12] d'une DAE n'est pas toujours évidente car il faut trouver des conditions initiales qui satisfont à la fois la partie différentielle et la partie algébrique de la DAE. De plus les solutions obtenues d'une DAE d'indice réduit peuvent ne pas être les mêmes que la DAE originale.

3.2.2 Implantation des modèles dans Simulink

Le modèle électrique de notre système décrit par les équations (1) et (10) est composé d'une équation différentielle algébrique. L'implantation de la DAE dans Simulink paraît difficile dans ce cas puisqu'elle est sous une forme implicite. Pour faire face à cette difficulté, nous avons adapté notre problème en faisant une sélection de la bonne racine de $((dU_c)/dt)^2$ en fonction du cas traité (charge ou décharge des supercondensateurs) qui dépendra du signe de la puissance imposée (voir la figure 7).

$$\left(\frac{dU_c}{dt}\right) = \sqrt{\frac{-K2 \cdot U_c \cdot \left(\frac{dU_c}{dt}\right) - K3 \cdot U_c^2 + P_{sc}}{K1}} \quad (11)$$

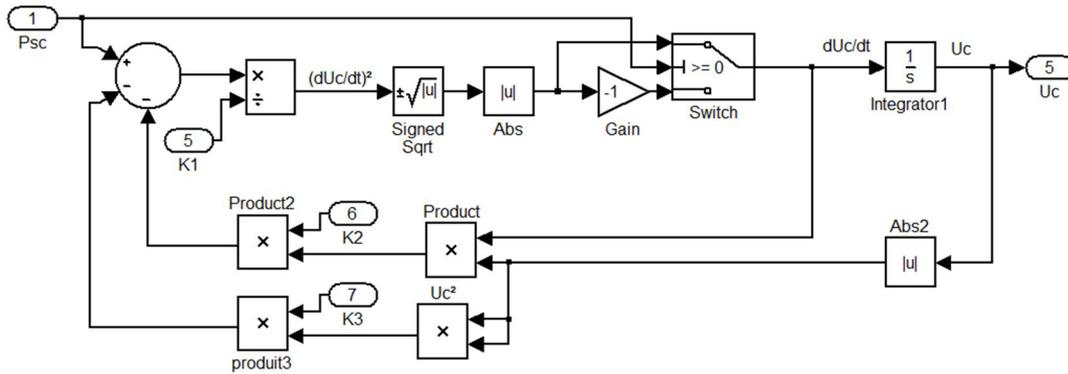


Figure 7 : Modèle électrique sur Simulink

Dans le modèle ci-dessus, Simulink indique la présence d'une boucle algébrique (contrainte algébrique de la DAE) qui peut être éliminée en spécifiant les conditions initiales sur U_c et P_{sc} . Les solveurs numériques dans Simulink ne permettent pas de résoudre directement des DAEs. A chaque pas de temps le solveur résout en premier lieu la boucle algébrique avant de calculer la dérivé \dot{x} . Le logiciel ne peut pas calculer la sortie de ces blocks sans connaître la valeur des signaux entrant dans les ports d'entrée du système à un instant défini (au pas de temps courant). Les solveurs utilisés dans Simulink sont plus adaptés

pour résoudre des équations différentielles ordinaires (ODEs).

La figure 8 représente le schéma global des différents modèles (électrique, thermique, vieillissement C_{sc} , vieillissement R_s , Profil de puissance) sur Simulink. Le profil de puissance à l'entrée du système est réalisé à l'aide d'une machine à états afin de répondre à plusieurs contraintes imposées par le cahier des charges (Un profil cyclique, une phase de décharge avec des puissances constantes de différentes valeurs, une phase de recharge à puissance constante jusqu'à atteindre une tension U_{max} définie).

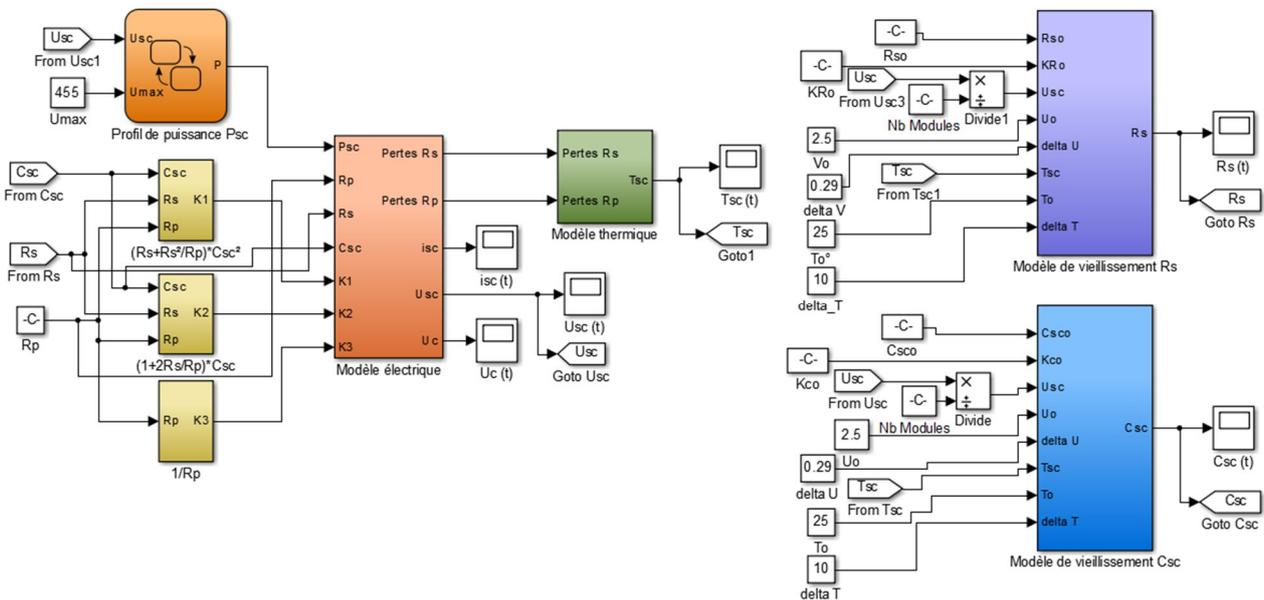


Figure 8 : Schéma global des différents modèles sur Simulink

3.3 Modélisation acausale et implémentation des modèles sur Simscape/Matlab

Un modèle acausal est un modèle qui n'a pas de lien de cause à effet entre les entrées et les sorties. Il est composé de variables et de relations entre ces variables. Puisque celles-ci sont fonction du temps et d'une quantité observable, elles décrivent implicitement les changements à l'intérieur du modèle. Du point de

vue mathématique, ce type de modèle consiste en un ensemble d'équations implicites non ordonnées où les entrées et les sorties du modèle ne sont pas précisées[13]. La principale innovation apportée par les outils de modélisation acausaux est la possibilité de décrire les différentes parties d'un modèle directement sous forme d'un système d'équations plutôt qu'un algorithme de résolution des équations[14].

La modélisation acausale est plus appropriée pour la modélisation des systèmes multi-physiques complexes pour plusieurs raisons :

- Permettre le développement des modèles multi-physiques dans le même environnement (multi-domaine).
- Faciliter l'implémentation des équations différentielles notamment les DAEs implicites.
- Rendre la construction des modèles plus intuitive.
- Favoriser l'utilisation de bibliothèques de composants réutilisables qui permet de capitaliser les efforts de modélisation.

Simscape est un outil de modélisation multi-domaine qui se base sur le même principe que la modélisation en Bond-Graph en utilisant des connexions physiques. Chaque composant est décrit par une équation différentielle avec un flux et un effort qui représente l'échange de puissance entre les composants.

La figure 9 représente le modèle électrique de notre système en utilisant l'approche acausale de Simscape.

Lors de la simulation, après définition des conditions initiales et validation du modèle Simscape regroupe toutes les équations différentielles en se basant sur les ports de connexion physique des composants (les variables de flux et d'effort) et construit automatiquement les équations différentielles et algébriques caractérisant le fonctionnement du modèle. L'utilisateur ne va plus se soucier de la manière dont il va représenter une DAE. Elle sera automatiquement générée par la connexion d'un ensemble de composants correspondant à la structure du modèle. Contrairement à Simulink, le problème de présence d'une boucle algébrique dans le modèle électrique n'existe plus. Simscape résout directement les DAEs et simultanément avec les composants des différents domaines physiques en évitant les problèmes de

boucles algébriques. Des solveurs numériques ont été développés et adaptés à Simscape. Ils sont destinés à résoudre des problèmes multi-physiques qui sont généralement de type raide (stiff) et représentés par des DAEs. Parmi ces solveurs, il existe ode15 et ode23t pour la résolution des équations différentielles raides et des DAEs, et ode23s et ode23tb qui se limitent aux équations différentielles raides.

La figure 10 décrit le fonctionnement de la partie thermique d'un module de supercondensateurs. Grâce à la bibliothèque multi-domaine de Simscape le modèle thermique est représenté et interfacé avec les modèles électrique et du vieillissement. L'entrée du modèle thermique sera le flux de pertes dans la résistance série et la résistance parallèle du modèle électrique et la sortie sera la température T_{sc} du cœur du module fournit au modèle de vieillissement.

Comme nous l'avons précisé, toutes les équations qui composent le système sont acausales et définies par des égalités et non pas par des affectations (une entrée et une sortie) ce qui favorise la réutilisation des composants dans d'autres applications et réduit ainsi le temps de développement.

Nos modèles de vieillissement modélisent la dégradation de la capacité et de la résistance série dans un module de supercondensateurs. Ces modèles sont deux équations différentielles ordinaires (4) et (5) qui n'appartiennent à aucun domaine physique puisqu'elles caractérisent la dégradation de paramètres et non pas de grandeurs physiques.

Nous avons créé alors deux nouveaux composants que nous avons rajoutés à notre propre bibliothèque (Figure 11). Ces composants sont décrits par un code MATLAB (figure 12) dans lequel on définit une ou plusieurs entrées, une ou plusieurs sorties, un ensemble de paramètres, une ou plusieurs variables d'état et des équations différentielles.

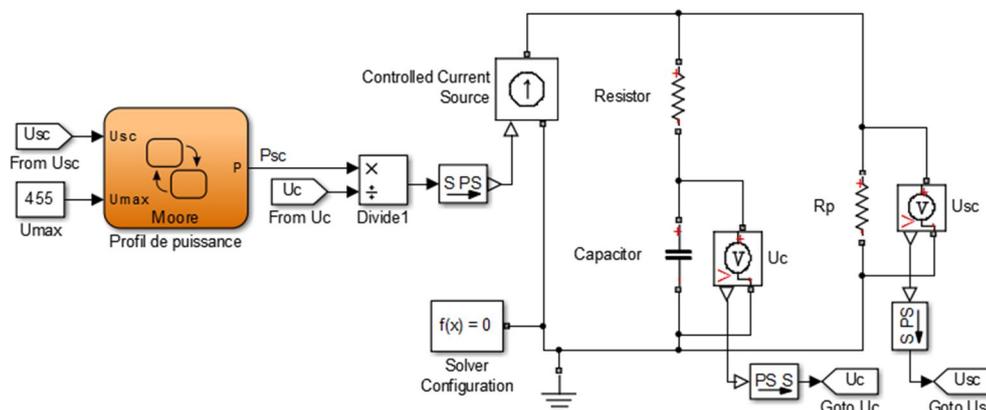


Figure 9 : Modèle électrique sur Simscape

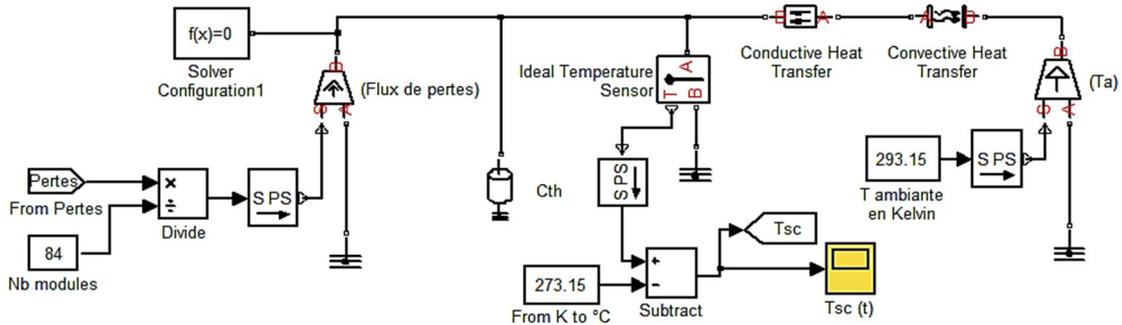


Figure 10 : Modèle thermique sur Simscape

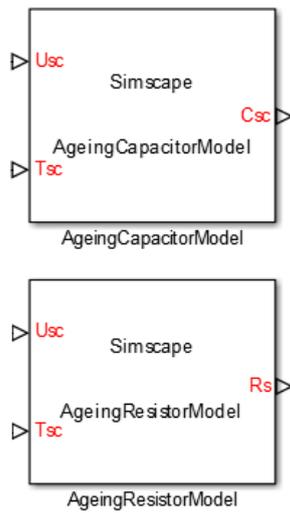


Figure 11 : Création de deux nouveaux composants Simscape dans une nouvelle bibliothèque

```

1 component AgeingCapacitorModel
2 inputs
3     Usc = { 0, 'V' }; % Usc:left
4     Tsc = { 0, 'K' }; % Tsc:left
5 end
6 outputs
7     S = { 0, 'F' }; % Csc:right
8 end
9
10 variables
11     Csc = { 0, 'F' };
12 end
13 parameters
14     Cso = { 642, 'F' }; % Cso
15     Kco = { 0.015, '1/s' }; % Kco
16     Uo = { 2.5, 'V' }; % Uo
17     To = { 298.15, 'K' }; % To
18     DeltaU = { 0.29, 'V' }; % Delta U
19     DeltaT = { 10, 'K' }; % Delta T
20 end
21
22 function setup
23     Csc = Cso;
24 end
25
26 equations
27     Csc.der == -Kco*0.9*Cso*2^((Usc-Uo)/DeltaU)*2^((Tsc-To)/DeltaT);
28     S == Csc;
29 end
30 end
    
```

Figure 12 : Contenu du code Matlab du composant «AgeingCapacitorModel»

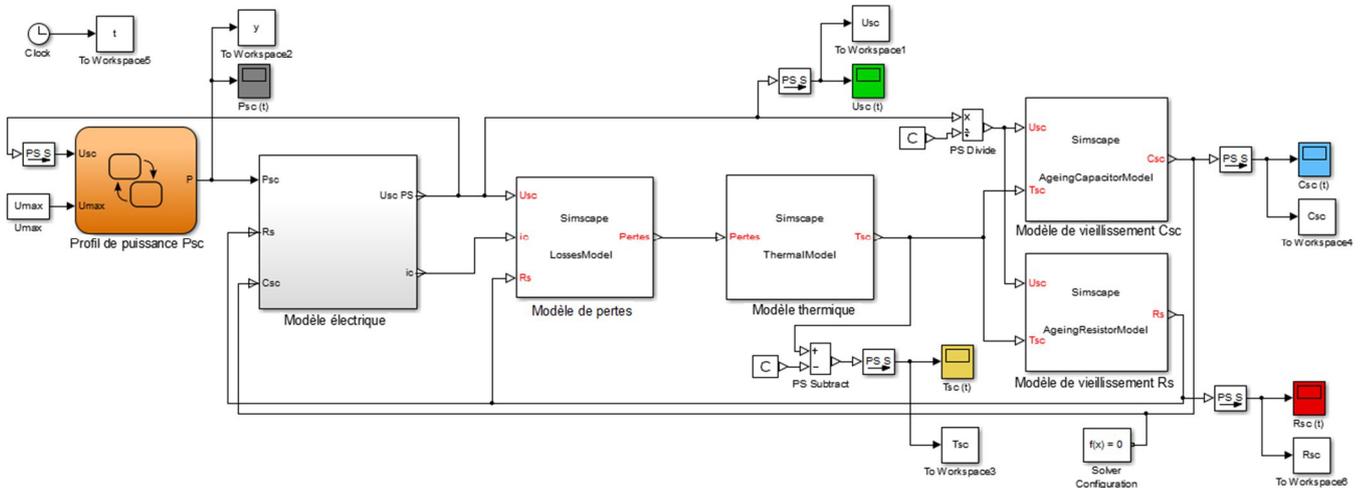


Figure 13 : Schéma global des différents modèles sur Simscape

3.4 Résultat des simulations et discussion

Les différents modèles ont été simulés sous Simulink et Simscape (dans deux fichiers séparés) en utilisant le même solveur (ode15s) et les mêmes configurations afin de comparer les résultats. La simulation a été réalisée pour une période de 20 ans de fonctionnement du navire (durée de vie maximale d'un supercondensateur selon les informations fournies par les constructeurs). La durée de simulation pour Simulink est environ 212 minutes et 279 minutes pour Simscape. Cela s'explique par le fait que Simscape, basé sur une approche orienté-objet, contient une structure de variables et de paramètres plus complexe par rapport à Simulink. En effet lors de la simulation, un système d'équations différentielles dans l'environnement Simscape est constitué à travers un réseau de connexions physiques basées sur les variables effort et flux et sur les domaines physiques associés. Puis le solveur analyse et élimine les variables qui ne sont pas nécessaires pour résoudre le système et définit par la suite un sens de résolution (affectation des entrées et des sorties).

Les figures 14 et 16 illustrent l'évolution de la tension U_{sc} et de la température Tsc durant une partie de la simulation (6 jours de fonctionnement).

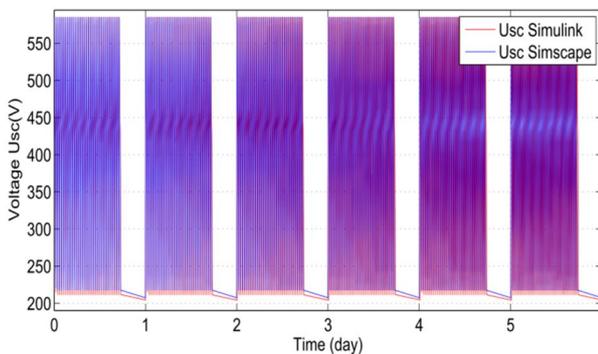


Figure 14 : Tension U_{sc} avec Simulink et Simscape

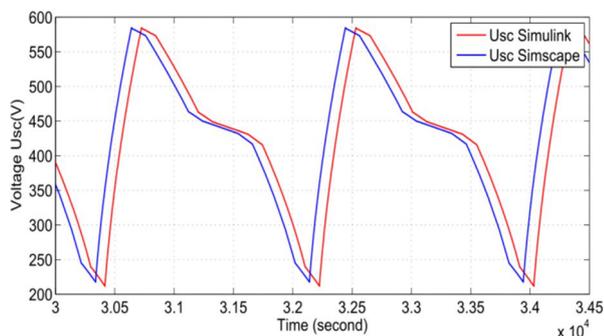


Figure 15 : Zoom sur une partie du signal

Si on fait un zoom sur une partie du signal on trouve qu'il y a un décalage de temps qui s'accumule et qui

est dû au retard causé par les boucles algébriques en Simulink puisque les solveurs ne résolvent pas simultanément les équations différentielles et les boucles algébriques.

L'équation DAE du modèle électrique sur Simscape décrit mieux le fonctionnement du système puisqu'il est capable d'introduire directement des équations différentielles implicites. Cette différence (décalage de temps) au niveau du modèle électrique va impacter les résultats des autres modèles (thermique et vieillissement).

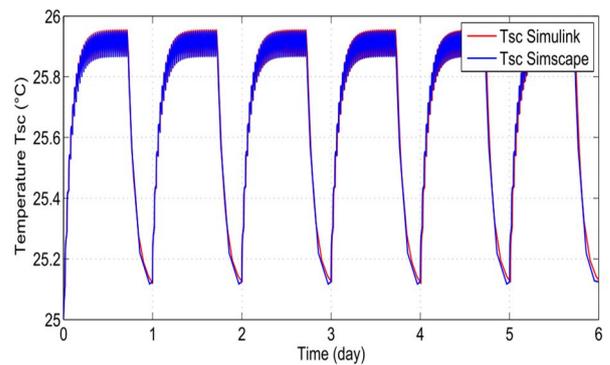


Figure 16 : Température Tsc avec Simulink et Simscape

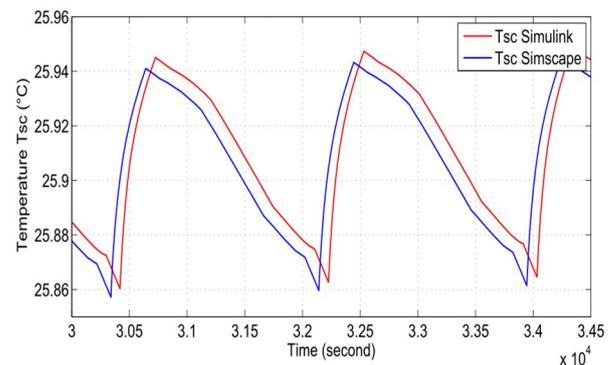


Figure 17 : Zoom sur une partie du signal

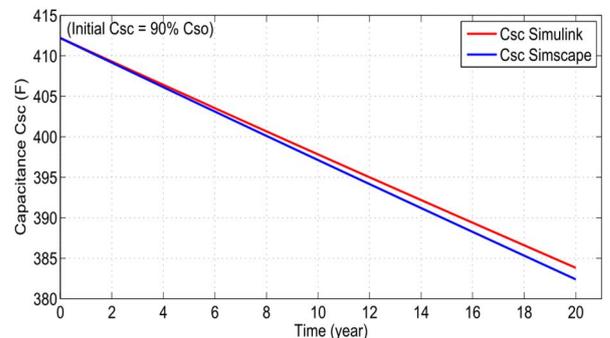


Figure 18 : Dégradation de la capacité C_{sc} avec Simulink et Simscape

Le principal intérêt du choix de Simscape s'explique par le fait que la description du fonctionnement d'un système par des équations différentielles ne présuppose

pas une linéarisation du comportement du système a priori comme c'est le cas lorsque l'on a recours aux transformés de Laplace et aux équations d'état. Ce choix évite donc de se limiter aux systèmes physiques décrits par des systèmes linéaires et présente aussi l'avantage de créer des modèles plus conforme à la réalité.

4. Conclusions et perspectives

Dans cet article, un exemple de systèmes multi-physique complexe a été présenté afin de mettre en évidence les avantages de la modélisation acausale en utilisant l'environnement Simscape. Le système étudié, composé d'un ensemble d'équations différentielles et d'une DAE implicite, a été modélisé en premier lieu sur Simulink pour montrer les difficultés d'implantation d'une DAE dans un environnement de simulation causal. Ensuite, un passage à la modélisation acausale sur Simscape a été nécessaire vu la facilité de construction des modèles dans un tel environnement et la capacité de ses solveurs numériques à résoudre des systèmes raides contenant des DAEs implicites. Une comparaison des résultats des simulations selon deux critères (précision et temps de simulation) a été réalisée.

Une prochaine étape de ce travail consiste à traiter l'aspect multi-échelle de temps puisque les différents modèles développés ont des dynamiques avec des constantes de temps très éloignées (la seconde, l'heure et l'année) ce qui pénalise le temps de calcul. Par conséquent il devient impératif de diminuer les temps de calculs des intégrateurs numériques par le développement de nouvelles techniques d'intégration numérique ou par l'élaboration de nouvelles méthodes de résolution des systèmes multi-échelles.

Références

- [1] L. Boulon, "Modélisation multiphysique des éléments de stockage et de conversion d'énergie pour les véhicules électriques hybrides. Approche systémique pour la gestion d'énergie," Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, 2009.
- [2] A. Jardin, "Contribution à une méthodologie de dimensionnement des systèmes mécatroniques: analyse structurelle et couplage à l'optimisation dynamique," Thèse de doctorat, INSA de Lyon, 2010.
- [3] L. Liu, F. Felgner, and G. Frey, "Comparison of 4 numerical solvers for stiff and hybrid systems simulation," Proc. 15th IEEE Int. Conf. Emerg. Technol. Fact. Autom. ETFA 2010, 2010.
- [4] S. Trieste, "Modélisation et optimisation technicoéconomique d'une chaîne de conversion et de stockage d'énergie d'un navire électrique zéro émission," Thèse de doctorat, Université de Nantes, 2013.
- [5] N. Rizoug, "Modélisation électrique et énergétique des supercondensateurs et méthodes de caractérisation: Application au cyclage d'un module de supercondensateurs basse tension en grande puissance," Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologie de Lille-Lille I, 2006.
- [6] S. Trieste, S. Hmam, J. Olivier, S. Bourguet, and L. Loron, "Techno-economic optimization of a supercapacitor-based energy storage unit chain: Application on the first quick charge plug-in ferry," Appl. Energy, 2015.
- [7] P. Kreczanik, P. Venet, A. Hijazi, and G. Clerc, "Study of supercapacitor aging and lifetime estimation according to voltage, temperature, and RMS current," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 9, pp. 4895–4902, 2014.
- [8] O. Bohlen, J. Kowal, and D. U. Sauer, "Ageing behaviour of electrochemical double layer capacitors. Part I. Experimental study and ageing model," J. Power Sources, vol. 172, pp. 468–475, 2007.
- [9] O. Bohlen, J. Kowal, and Dirk Uwe Sauer, "Ageing behaviour of electrochemical double layer capacitors Part II. Lifetime simulation model for dynamic applications," J. Power Sources, vol. 173, pp. 626–632, 2007.
- [10] S. Trieste, J. Olivier, S. Bourguet, L. Loron, and D. Harpin, "Optimisation économique du dimensionnement d'un ensemble convertisseur-supercondensateurs utilisé pour l'énergie principale d'un véhicule électrique de type plug-in," Electron. Puissance du Futur, 2012.
- [11] K. Soetaert, F. Meysman, and T. Petzoldt, "Solving differential equations in R," in The R Journal, 2010, vol. 2.
- [12] C. W. GEAR, "Differential algebraic equations, indices, and integral algebraic equations," SIAM J. Numer. Anal., vol. 27, no. 6, pp. 1527–1534, 1990.

- [13] M. Tiller, "Introduction to physical modeling with Modelica. Chapter 11: Block Diagrams vs. Acausal Modeling," Springer Sci. Bus. Media, pp. 255–264, 2001.
- [14] J. Kofránek, M. Mateják, P. Privitzer, and M. Tribula, "Causal or acausal modelling: Labour for humans or labour for machines," Tech. Comput. Prague, 2008.

Optimisation de l'efficacité des LED grâce à la topologie et du niveau de courant

Angel BARROSO^{1,2,3}, Pascal DUPUIS¹, Corinne ALONSO^{1,3}, Georges ZISSIS^{1,2}

¹ Université de Toulouse, LAPLACE, UMR 5213 (CNRS, INPT, UPS), 118 Route de Narbonne, 31062, Toulouse cedex 9, France

² Univ de Toulouse, UPS, LAAS, F-31400, Toulouse, France

³ CNRS, LAAS, 7 Avenue du colonel Roche, F-31400 Toulouse, France

Email : Angel.barroso@laplace.univ-tlse.fr

Résumé : Les Diodes Electro-Luminescentes (DEL ou LED :Light Emitting Diodes en anglais) sont des composants semi-conducteurs qui, combinés à un luminophore, émettent de la lumière avec une très bonne efficacité (indépendamment de l'alimentation) surpassant les sources de lumière conventionnelles. Les LEDs sont généralement associées sous diverses topologies pour former des sources ou luminaires dites à LED. Bien que leur efficacité au niveau de chaque composant élémentaire soit très bonne, elle peut chuter à cause de plusieurs facteurs comme les optiques, les pertes électriques ou l'impact thermique. Nous étudie l'influence d'associations et du niveau de courant appliqué sur l'efficacité des LED en simulation et avons validé notre approche par des résultats expérimentaux.

MOTS-CLES – Diode Électroluminescente – LED – Efficacité lumineuse – Topologie –Caractérisation – Rendement électrique.

1. Introduction

Notre sens de la vision résulte de la détection d'une partie du spectre électromagnétique spécifique, ce dernier compris entre 380 et 780 nm : la lumière. Dans notre environnement, cette lumière est produite par le soleil en vision directe, elle peut aussi nous arriver par vision indirect à travers le ciel, les nuages ou la réflexion de la lune. Depuis la nuit des temps, les hommes ont eu recours à plusieurs techniques pour générer artificiellement de la lumière lorsque les sources naturelles étaient absentes. De nos jours, les systèmes d'éclairage utilisent l'énergie électrique pour fonctionner contrairement aux précédents systèmes qui utilisaient des combustibles comme source [1][15]. La production de lumière par incandescence est apparue en 1878 avec la lampe à filament inventée par T. Edison et gagna rapidement de la popularité en dépit d'une très faible efficacité. Seulement 7% de l'énergie électrique introduite en lumière[15].Cependant, vue son faible coût de production, cette méthode reste prédominante aujourd'hui. Une autre méthode de production de lumière est basée sur les électrons couplés à ions soumis à une transition énergétique par des électrons. Les appareils utilisant cette approche aussi appelée« plasma » sont par exemple, les sources fluorescentes, les sources sodium, les sources à vapeur de mercure ou les sources à iodures métalliques. L'approche initiale peut être mise en œuvre dans un semi-conducteur, il s'agit de l'éclairage à l'état solide sur lequel repose les LED ou les OLED.[15]

Les LED possèdent des avantages comparés à la technologie incandescente comme une haute efficacité, une grande durée de vie, une insensibilité aux allumages/extinctions intempestifs, un faible dégagement de chaleur, etc... Ces composants peuvent être alimentés en courant ou en tension continue. Pour que les sources lumineuses à LED fonctionnent sur le réseau alternatif, elles sont associées à des convertisseurs AC/DC fonctionnant en étage d'adaptation avec le réseau mais entraînant des pertes d'énergie. Le mot « LED » est souvent associé au mot «efficacité». Ce qui est vrai car elles peuvent atteindre des valeurs impressionnantes de 80 et 10 lm/W comparé aux lampes à incandescence ayant des efficacités qui entre 14 et 17 lm/W. Seules les sources fluorescentes atteignent des valeurs comparables et les sources sodium montent à des valeurs de 120 lm/W. La prochaine génération de LED promet des taux proches de 250 lm/W.

Cependant, une LED seule ne pourra jamais générer le flux lumineux requis pour atteindre un éclairage de qualité à l'échelle d'une pièce. En conséquence, c'est la combinaison de plusieurs LED qui crée le flux lumineux global à l'intérieur d'un luminaire. Ces composants élémentaires peuvent être connectés suivant 3 topologies : série, parallèle ou matricielle. Bien que comme les cellules photovoltaïques, ces associations sont possibles, elles génèrent des effets secondaires tels que des élévations thermiques, des non-uniformités de la lumière et des surcoûts de production. En parallèle à ces problèmes, il est à noter

que d'autres facteurs comme le diffuseur de lumière ou les optiques pour l'ouverture du faisceau de lumière induisent une diminution du rendement.

L'un des principaux défis à propos de la conception de luminaires est d'arriver à contrôler l'ensemble du courant parcourant les diverses chaînes de LED mises en série. En lien avec la dispersion des paramètres technologiques entre les LED, certaines topologies sont préférables à d'autres qui entraînent un trop grand déséquilibre de la répartition des courants.

Ce déséquilibre peut même entraîner une hétérogénéité du flux arrivant sur les plans de travail jusqu'à générer un inconfort sur l'utilisateur. Après avoir mis au point une caractérisation systématique des LED pour étudier les diverses interactions, nous présentons les principaux résultats sur l'impact du type d'association ainsi que l'étude du courant et son impact de sa répartition et son niveau sur l'efficacité globale du dispositif à LED.

2. Matériel et méthodologie

2.1 Matériel de test

Afin d'étudier le comportement des LED et les interactions de proximité, une platine de test a été conçue de dimension 15x10 cm pour recevoir 25 LED de référence Cree Xlamp XPG2. La platine permet de tester quatre différentes topologies et d'en évaluer l'efficacité.

La topologie série sera prise comme référence. Cependant, à cause de sa fiabilité critique et sa tension d'alimentation très élevée nécessaire, elle n'est en fait jamais implémentée dans les systèmes commerciaux. Généralement, les topologies sont telles que le nombre de chaînes soit égal au nombre d'éléments les constituant. Il existe 3 variations par rapport à un schéma de base :

- Toutes interconnectées, ci-après référencée comme « matrice connectée » (Fig 1a),
- Avec résistance d'équilibrage, ci-après référencé comme « matrice non connectée équilibrée » (Fig 1b),
- Sans résistance d'équilibrage, ci-après référence comme « matrice non connectée » (Fig 1c),

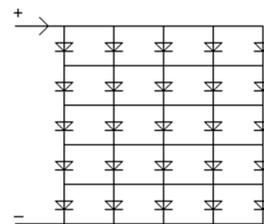


Fig 1a: Matrice connectée.

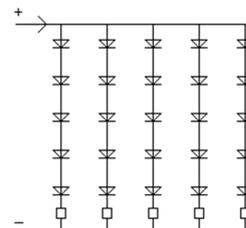


Fig 1b : Matrice non connectée équilibrée

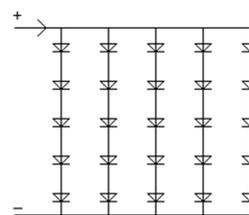


Fig 1c: Matrice non-connectée.

En se basant sur les résultats des essais expérimentaux, nous avons établi un tableau récapitulatif afin de permettre de comparer les avantages et inconvénients des diverses configurations.

En termes de facilité de mise en œuvre, la topologie série est ainsi la plus simple en comparaison avec la matrice connectée qui elle nécessite le plus de connexions. Concernant la fiabilité, un défaut sur une LED de la topologie série entraîne un arrêt de fonctionnement du luminaire alors que la topologie matrice connectée permet de répartir le courant sur quatre LED en parallèle.

Du coup, en cas de défaut, seule la LED défaillante arrête de fonctionner, ayant un très petit impact sur la qualité lumineuse de l'ensemble. Pour les problèmes de répartition du courant, cette configuration s'avère la plus difficile à corriger à cause des quatre nœuds par ligne de LED.

Tableau 1 : Etude comparative des diverses connections

Topologie	Facilité de mise en œuvre	Fiabilité	Problème de répartition du courant	Consommation	Efficacité lumineuse	Niveau de tension
Reference série	++	--	++	+	+	--
Matrice non connectée équilibrée	+-	-+	+-	-	--	+
Matrice non connectée	+	-+	+-	+	+-	+
Matrice connectée	--	++	--	+	++	+

Concernant la consommation, la matrice non connectée équilibrée a une consommation un peu supérieure aux autres en lien avec la présence des résistances d'équilibrage. Pour l'efficacité lumineuse, les tests effectués indiquent que la matrice connectée a des performances supérieures aux autres. Enfin, pour le niveau de tension appliqué, il augmente avec le nombre de LED connectées en série. Donc c'est la topologie série qui est celle qui a besoin de la plus grande tension pour fonctionner posant ainsi des problèmes de sécurité au-delà de 50V.

Les différentes connexions permettant de passer d'une topologie à l'autre peuvent être modifiées aisément par soudure d'étain. Cette platine a ainsi permis de tester successivement 25 LED connectées en série, 25 connectées en matrice connectée, 25 connectées en matrice non connectée avec et sans résistance d'équilibrage.

La résistance utilisée par chaîne pour équilibrer vaut 100Ω , choisie par rapport à une moyenne observée sur des systèmes existants dans le commerce.

2.2 Protocole de mesure



Fig 2: configuration des équipements de mesure

Les mesures électriques ont été effectuées avec un sourcemètre Keithley K2602A. Ce dispositif nous permet d'obtenir les caractéristiques statiques $I(V)$ des LED tels que ceux de l'exemple de la Fig 3. Les températures sont mesurées avec un thermocouple de type K.

La platine de test est installée dans une sphère d'Ulbricht de 25 cm de diamètre comme on peut le voir sur la Fig 2. Un spectromètre de type Specbos 1201 mesure la luminance. Un facteur de conversion entre la luminance mesurée et le flux lumineux a été déterminé dans une seconde sphère calibrée.

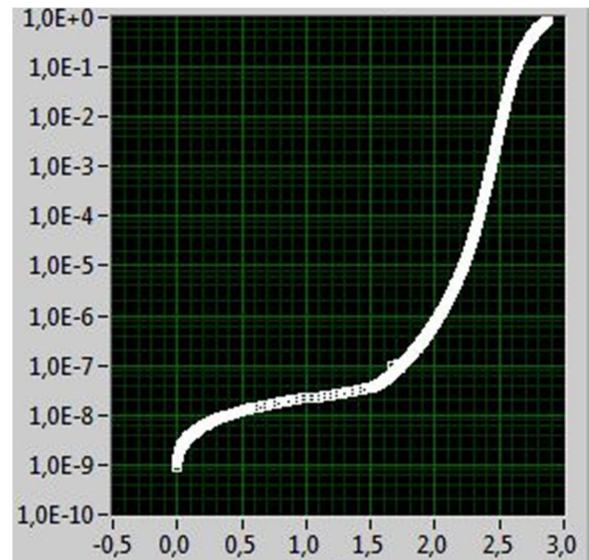


Fig 3: Caractéristiques statiques $\text{Log } I = f(V)$ d'une LED élémentaire mesurée sur la platine test.

Un protocole de mesure a été établi pour obtenir une caractéristique correcte reflétant l'efficacité lumineuse = $f(\text{puissance})$ pour chaque topologie. Pour cela, il est très important après avoir appliqué un niveau de puissance, de bien vérifier que la température de fonctionnement est stabilisée avant d'effectuer la mesure du flux lumineux. Le balayage en courant autour d'un point de fonctionnement est appliqué avec une amplitude de 40 mA. Chaque balayage est répété cinq fois (Fig 4), et à chaque niveau de courant appliqué par le Keithley, 5 points de mesures sont relevés (Fig 5). Le but ici est de détecter les dérives qui pourraient être causées par l'impact thermique et bien vérifier que les mesures sont bien effectuées dans un régime permanent. L'impact thermique est alors minimisé en utilisant une couverture logarithmique pour le balayage en courant comme illustré dans la figure 4.

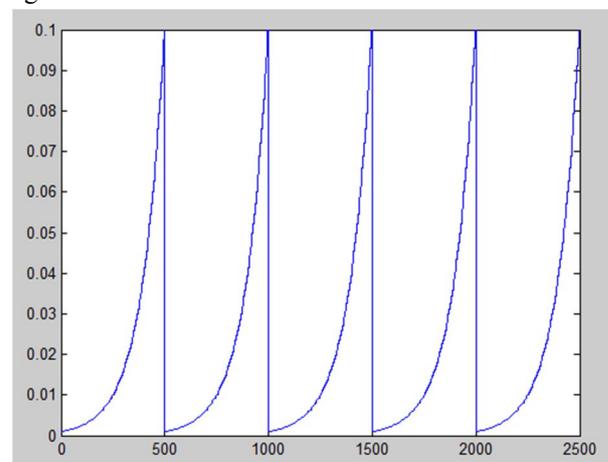


Fig 4: Courant injecté répété cinq fois

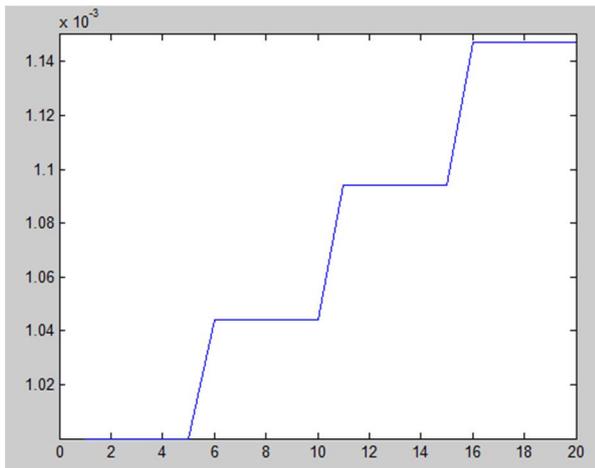


Fig 5: Cinq répétitions pour chaque point de mesure

De l'ensemble des mesures, nous pouvons tracer des caractéristiques comme celle de la figure 3. Nous pouvons alors extraire le point d'efficacité maximum.

Nous ne présentons dans ce papier que les résultats de la topologie présentant la meilleure efficacité qui est la matrice connectée (Fig 1a). Nous partons de l'hypothèse suivante : les tensions sont identiques sur une ligne de LED d'une part et que la tension sur une colonne est égale à la tension de source divisée par cinq d'autre part. Les problèmes de répartitions du courant entre les LED font qu'il n'est pas possible d'affirmer que le courant se répartit équitablement entre cinq LED en ligne. En conséquence, la deuxième voie du Keithley a été utilisée en ampèremètre et placée en série avec chaque LED étudiée afin de mesurer et évaluer la dispersion de courant.

Les LED ont été étudiées sur toute une gamme de courant qui a été défini afin d'avoir cinq valeurs à chaque décade de courant. Deux valeurs de courant

sont à retenir : le courant nominal qui est donné par le constructeur pour un fonctionnement nominal et qui est fixé à 350 mA généralement par les constructeurs. Ensuite le courant dit « optimal » qui est celui permettant d'avoir l'efficacité de conversion lumineuse maximale par la LED et l'ensemble de LED qui varie selon la topologie et le type de LED.

3. Résultats expérimentaux

3.1 Efficacité lumineuse

Dans des travaux antérieurs, il a été montré [10] que l'efficacité des LED chute rapidement après quelques milliampères, cette chute est causée par l'effet Auger. Ce facteur a été confirmé lors de nos essais. Cependant, la topologie joue aussi un rôle important Fig 6. Le courant nominal pour les LED étudiées est de 350 mA mais la valeur pour laquelle l'efficacité atteint son maximum est autour de 40 mA. La différence d'efficacité entre le courant nominal et le courant optimal est entre 18 et 24% en fonction des topologies.

Après avoir comparé l'efficacité lumineuse en fonction de la puissance consommée pour chacune des topologies, il apparaît qu'un écart d'efficacité constant entre les topologies existe quel que soit le courant injecté par la source. La différence la plus grande notée entre deux la meilleure et la pire topologie est de 15 lm/W, ce qui est équivalent à un gain de 19% de l'une par rapport à l'autre. Les topologies peuvent être classées en partant de la topologie ayant les meilleures performances jusqu'à celle ayant les moins bonnes : soit la matrice connectée, la topologie série, la matrice non connectée et la matrice non connectée avec résistance d'équilibrage.

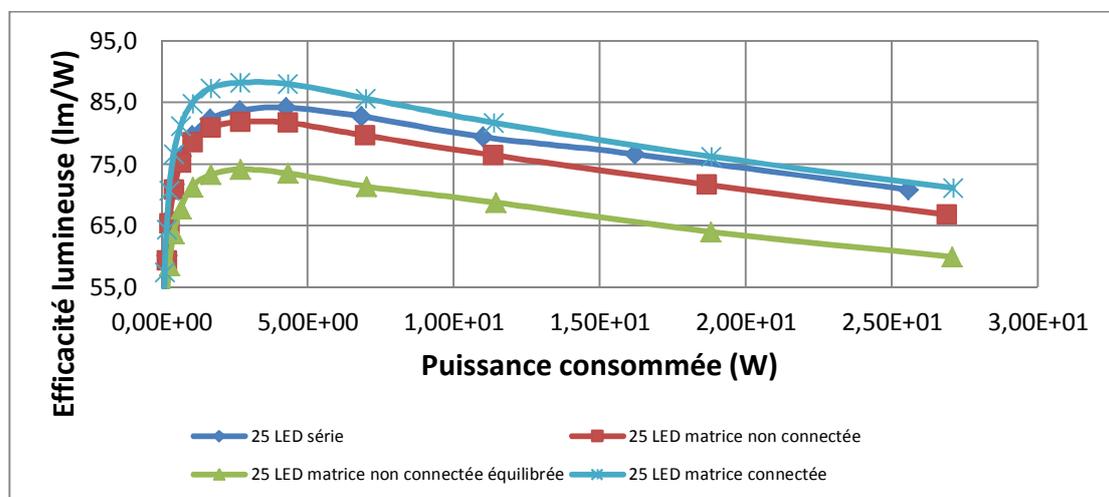


Fig 6: Efficacité = $f(\text{puissance})$ pour chaque topologie

3.2 Dispersion de courant

Une étude concernant la dispersion de courant a également été effectuée pour la topologie matrice connectée. Nous ne présenterons la dispersion que pour une ligne (encadré en rouge sur la Fig 7) et avec un courant injecté par la source entre 50 et 350 mA. Le résultat de cette étude est récapitulé dans le tableau 2.

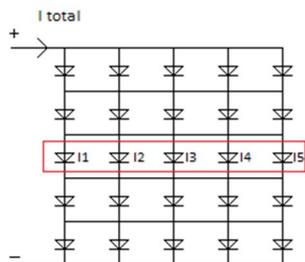


Fig 7 : Schéma mis en œuvre pour l'étude de la dispersion de courant.

Le tableau ci-dessous illustre la difficulté d'équilibrer les courants dans une structure de type matrice connectée. En effet, pour un courant constant injecté en entrée, il peut y avoir une différence par rapport au courant moyen théorique dans chaque LED de plus ou moins 30%. Il est aussi possible de voir une

différence de rendement lumineux allant jusqu'à 20 lm/W entre les LED.

4. Conclusions

Dans ce papier, nous avons expérimentalement établi que la topologie joue un rôle non négligeable sur le flux lumineux. Les mécanismes basiques dans les luminaires mènent à des problèmes de dispersion de courant qui induisent une inhomogénéité de l'éclairage et jusqu'à un inconfort probable des usagers dans les pièces. Il semble exister un compromis entre d'une part un fort courant parcourant un petit nombre de LED et d'autre part, un faible courant traversant un grand nombre de LED. Aujourd'hui, les luminaires à LED du commerce sont conçus suivant une méthodologie qui mène à une mauvaise efficacité lumineuse associée à des problèmes de gestion thermique. Nous avons montré qu'avec ce type de test simple, sur les LED étudiées, il était possible par une topologie adaptée d'augmenter l'efficacité entre 19 et 25%. Ces premiers travaux sont actuellement couplés au développement d'une modélisation globale incluant les influences réciproques et permettant à terme une conception assistée par ordinateur selon le type de LED.

Tableau 2 : Etude comparative expérimentale de la dispersion de courant sur une ligne de cinq LED

	Courant injecté par la source (mA)							
	50		100		200		350	
	Courant par LED (mA)	Efficacité par LED (lm/W)	Courant par LED (mA)	Efficacité par LED (lm/W)	Courant par LED (mA)	Efficacité par LED (lm/W)	Courant par LED (mA)	Efficacité par LED (lm/W)
I1	12,8	69	26,2	58	55,6	78	98,5	84
I2	9,2	75	17,5	61	34,4	76	59,3	83
I3	9	73	15,6	54	29,1	64	48,7	68
I4	10,6	57	20,5	71	40,9	57	71,8	62
I5	11,3	60	22,4	78	45,2	63	77,2	66

5. Référence

[1] Light Sources and Lighting : from Technology to Energy Savings, G.Zissis, Low Emission Power Generation Technologies and Energy Management, pp. 333-374, Editions John Wiley & Sons Inc (Editor JC Chabonnadière), Hoboken, ISBN 978-1-84821-136-0 (2009)

[2] S.M. Sze Physics of Semiconductor Devices.

[3] Arik, M., Petroskf, J., & Weavery, S. (2002). THERMAL CHALLENGES IN THE FUTURE GENERATION SOLID STATE LIGHTING APPLICATIONS: LIGHT EMITTING DIODES, 113–120.

[4] Baur, J., Baumann, F., Peter, M., Engl, K., Zehnder, U., Off, J., ... Hahn, B. (2009). Status of high efficiency and high power ThinGaN®-LED development. Physica Status Solidi (C), 6(S2), S905–S908. doi:10.1002/pssc.200880936

- [5] Biber, C., & Ph, D. (n.d.). LED Light Emission as a Function of Thermal Conditions.
- [6] Diodes électroluminescentes blanches pour l'éclairage, Benjamin Damilano, Julien Brault, A. Dussaigne et Jean Massies, Centre de Recherche sur l'hétéroépitaxie et ses applications (CRHEA), CNRS
- [7] Emitters, I. L., Laubsch, A., Sabathil, M., Baur, J., Peter, M., & Hahn, B. (2010). High-Power and High-Efficiency, 57(1), 79–87.
- [8] Hui, S. Y. (Ron), & Qin, Y. X. (2009). A General Photo-Electro-Thermal Theory for Light Emitting Diode (LED) Systems. IEEE Transactions on Power Electronics, 24(8), 1967–1976. doi:10.1109/TPEL.2009.2018100
- [9] Hui, S. Y. R., Chen, H., & Tao, X. (2012). An Extended Photoelectrothermal Theory for LED Systems: A Tutorial From Device Characteristic to System Design for General Lighting. IEEE Transactions on Power Electronics, 27(11), 4571–4583. doi:10.1109/TPEL.2012.2188648
- [10] Kim, M.-H., Schubert, M. F., Dai, Q., Kim, J. K., Schubert, E. F., Piprek, J., & Park, Y. (2007). Origin of efficiency droop in GaN-based light-emitting diodes. Applied Physics Letters, 91(18), 183507. doi:10.1063/1.2800290
- [11] Zhou, J., & Yan, W. (2007). Experimental investigation on the performance characteristics of white LED used in illumination application. 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1436–1440. doi:10.1109/PESC.2007.4342205
- [12] Arik, M., Petroski, J., & Weaver, S. (2002). Thermal challenges in the future generation solid state lighting applications: light emitting diodes. In ITherm 2002. Eighth Intersociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems (Cat. No.02CH37258) (pp. 113–120). IEEE. Retrieved from <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1012446>
- [13] Du Plessis, M., Aharoni, H., & Snyman, L. W. (2002). Spatial and intensity modulation of light emission from a silicon LED matrix. IEEE Photonics Technology Letters, 14(6), 768–770. Retrieved from <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1003087>
- [14] Evans, D. D. (2008). High brightness matrix LED assembly challenges and solutions. In 2008 58th Electronic Components and Technology Conference (pp. 1704–1708). IEEE. Retrieved from <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4550209>
- [15] L. Massol - Les LED pour l'éclairage - Fonctionnement et performances, ISBN : 978-2-10-057065-2

Etude d'une Chaîne de Conversion Onduleur à Quasi Z-Source et Machine Synchrone à Aimants Permanents Hautes Vitesses pour une Application Starter

Jérémy CUENOT^{1,2,3}, Sami ZAÏM¹, Eric MONMASSON³, Babak NAHIDMOBARAKEH², Serge PIERFEDERICI², Régis MEURET¹, Farid MEIBODY-TABAR²

¹-Labinal Power Systems Rond Point René Ravaud, 77 551 Moissy-Cramayel

²-Université de Lorraine – GREEN 2, av de la Forêt de Haye 54 518 Vandoeuvre-les-Nancy

³-Université de Cergy – SATIE rue d'Eragny, Neuville sur Oise 95 031 Cergy Pontoise

Résumé : Ce travail propose d'étudier une chaîne de conversion onduleur à quasi Z-source/MSAP pour une application starter haute-vitesse (60krpm) en vue de réduire le volume de l'architecture d'alimentation sans diminuer le rendement. L'utilisation d'un onduleur à quasi Z-source permet d'augmenter significativement le nombre de spires de la machine et ainsi de réduire les forts courants de démarrage tout en gardant le contrôle de la machine en haute vitesse en survoltant la tension en entrée de l'onduleur. Une étude de la chaîne globale propose de définir les paramètres optimaux (nombre de spires, tension survoltée, fréquence de découpage, ...) de l'architecture pour réduire son volume autant que possible compte tenu des différentes contraintes applicables.

MOTS-CLES – Hautes-Vitesses, Onduleur à quasi Z-source, MSAP, gain de volume, starter, nombre de spires machine.

1. Introduction

Dans le cadre de l'avion plus électrique, les sources d'énergie secondaires sont progressivement remplacées par des sources électriques permettant de réduire la masse des actionneurs. De plus, pour augmenter la fiabilité de ces sources d'énergie électriques, la vitesse des générateurs est variable, elle n'est plus régulée permettant la suppression des boîtes à vitesse mécanique. Ces variations de vitesses engendrent sur les réseaux AC, mais aussi sur les bus DC qui alimentent en particulier les actionneurs de ce genre d'aéronefs, des variations importantes du niveau de tension (de 230V à 335V). Afin de réduire la masse globale de l'actionneur, la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) possède un nombre de paires de pôles adapté et sa vitesse mécanique est augmentée pour réduire son couple moteur à puissance constante. Une vitesse optimale existe pour laquelle le rendement et la taille de la machine sont optimisés, tout en assurant le couple et les spécificités demandés par l'application considérée. Cependant, pour garder la contrôlabilité du moteur, même avec le niveau de tension de bus DC le plus faible, le coefficient de couple (kt) doit être suffisamment faible [1]. Cette réduction est significative sur un actionneur haute-vitesse associé à une charge mécanique demandant un fort couple à basse et moyenne vitesse puis une vitesse très élevée avec un couple réduit comme c'est le cas de l'application de type starter ici à l'étude dont le profil de mission et la caractéristique couple-vitesse sont donnés sur la figure 1.

La réduction de la constante de couple (kt) d'une MSAP est réalisée en diminuant le nombre de spires des enroulements statoriques. Cela n'a pas d'effet remarquable sur le ratio couple/masse du moteur mais son courant nominal augmente de manière inversement proportionnelle avec la constante de couple kt. Lorsque la MSAP est alimentée au travers d'un onduleur de tension, l'augmentation du courant de phase augmente considérablement les pertes sur l'onduleur, ce qui contraint de sur-dimensionner les composants de l'onduleur, aussi bien le calibre de courant des interrupteurs que le dissipateur thermique [2].

Une alternative pour réduire les contraintes sur l'onduleur et réduire son volume consiste à augmenter significativement le nombre de spires de la machine pour réduire les courants de phase au détriment de l'augmentation de la force électromotrice (fém) obligeant ainsi à alimenter la MSAP par une structure élévatrice afin de garder la contrôlabilité du système sur toute la plage de vitesse 0-60'000rpm.

Deux structures peuvent être envisagées, soit un onduleur à quasi Z-source [3]-[5], soit alimenter le moteur à l'aide d'un convertisseur Boost classique en cascade avec un onduleur de tension deux niveaux. Même si le Boost en cascade avec l'onduleur semble a priori plus simple à réaliser, il s'avère très rapidement que l'onduleur à quasi Z-source présente de nombreux avantages, tout d'abord il ne nécessite qu'un seul interrupteur, l'élévation de tension se faisant par des court-circuit de bras sur l'onduleur lui-même lorsque la charge est court-circuitée (3 interrupteurs du haut (ou

du bas) fermés). De plus, par cette suppression du risque de court-circuit de la source, les temps morts dans la commande des interrupteurs peuvent être enlevés [6]. Et enfin, l'avantage majeur de l'onduleur à quasi Z-source par rapport à l'association Boost-onduleur se trouve lors des phases de basse vitesse, où la tension de bus DC est suffisante pour garder le contrôle de la machine même avec un k_t important. Dans ce cas, la tension d'entrée d'onduleur n'est pas survoltée, il n'y a donc pas de court-circuit de bras, la structure s'apparente à un ensemble filtre d'entrée-onduleur, les pertes de la partie élévatrice sont limitées.

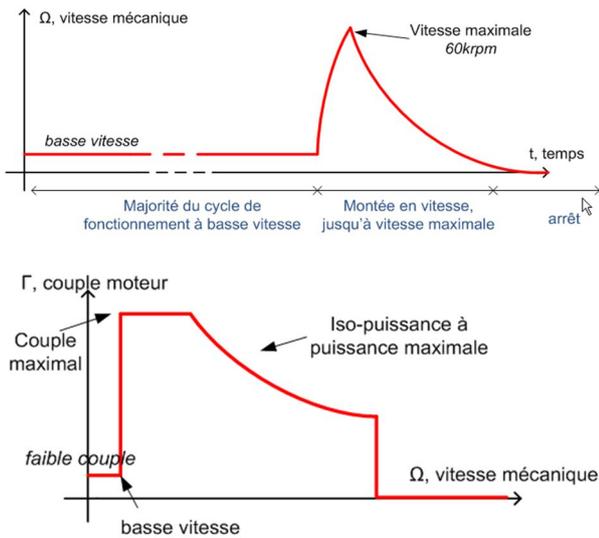


Figure 1 - Profil de mission (en haut) et caractéristique couple-vitesse (en bas) d'une application starter

Par conséquent, seul l'onduleur à quasi Z-source sera étudié dans différentes configurations, mais pour chacune d'elles, le moteur sera piloté en MLI classique pour la partie basse vitesse (tant que la tension de bus DC disponible le permet), pour la partie moyenne vitesse, la tension de bus sera survoltée jusqu'à une

tension intermédiaire ($> 270V$) qui sera défini ultérieurement, le moteur sera toujours commandé en MLI classique et enfin la vitesse maximale de 60'000 rpm sera atteinte en défluxant. L'objet de cette étude est donc de définir la tension intermédiaire ainsi que le nombre de spires de la machine, par rapport au nombre actuel, permettant de réduire le volume global de l'alimentation sans dégrader le rendement et quantifier ce gain.

La section 2 décrira l'architecture de puissance utilisant l'onduleur à quasi Z-source pour alimenter ce moteur. Le modèle mathématique de la quasi Z-source sera établi ainsi que son principe de commande. Ensuite, la section 3 mènera l'étude de l'ensemble onduleur à quasi Z-source / MSAP afin de réduire son volume. Il sera défini les paramètres ajustables, contraintes et limites de l'étude pour déterminer l'augmentation optimale du nombre de spires de la machine ainsi que le ratio survoltage / défluxage. Cela permettra de montrer qu'utiliser un onduleur à quasi Z-source pour alimenter une MSAP dont le nombre de spires a été optimisé permet de réduire d'environ 20% le volume de l'alimentation sans changer le rendement global de la chaîne de conversion

2. L'architecture de puissance étudiée: l'onduleur à quasi Z-source

2.1 Le modèle mathématique de la structure

La structure d'alimentation de la MSAP se compose de deux onduleurs mis en parallèles afin d'assurer une redondance et augmenter la disponibilité du système. Cette mise en parallèle des onduleurs nécessite la présence d'inductances de couplage entre les onduleurs et la machine pour sommer les courants dans un cas où les deux onduleurs seraient utilisés ensemble et où chacun d'eux transiterait la moitié de puissance comme le montre la figure 2.

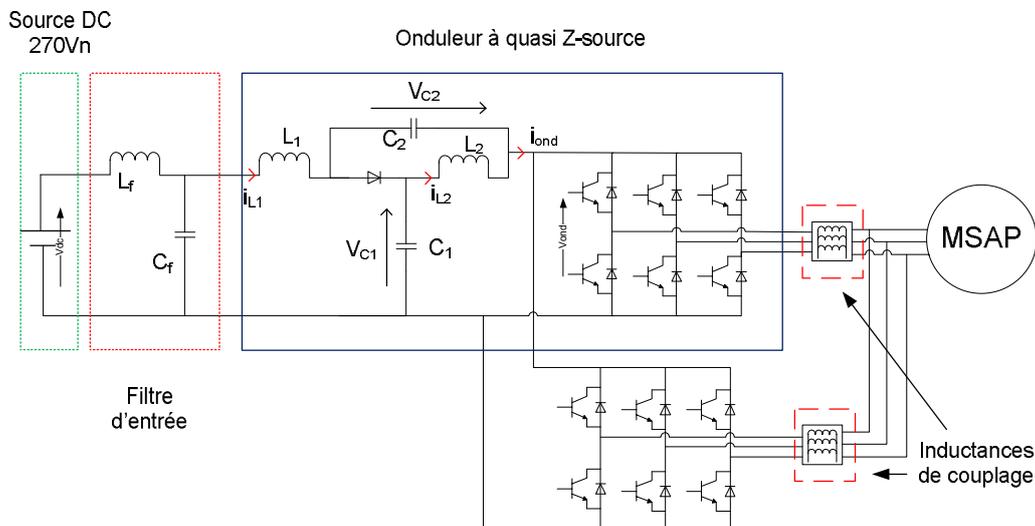


Figure 2 - Structure d'alimentation d'une MSAP haute-vitesse pour une application starter

Pour cette étude, les éléments passifs de la partie élévatrice seront pris de telle sorte que $L_1=L_2=L$ et $C_1=C_2=C$.

Deux séquences apparaissent dans le fonctionnement de la partie élévatrice des onduleurs à source impédante, le cas où il y a un court-circuit de bras sur l'onduleur et le cas où il n'y en a pas. Lorsque les deux interrupteurs d'un même bras sont fermés simultanément, la tension en entrée d'onduleur est nulle. Dans ce cas, la diode se bloque et les capacités se déchargent (leurs tensions chutent) dans les inductances faisant augmenter les courants dans celles-ci, il s'agit de la séquence 1 de la figure 3. Puis ensuite à l'ouverture d'un des deux interrupteurs court-circuitant la source, la diode s'amorce, les courants accumulés dans les inductances chargent les capacités et par effet Boost font croître leurs tensions. La tension en entrée d'onduleur est donc survoltée (séquence 2 de la figure 3).

Vient ensuite un nouveau court-circuit et ainsi de suite.

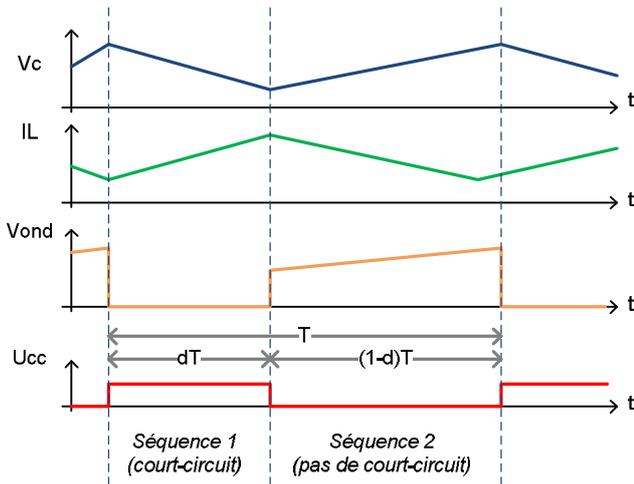


Figure 3 - Formes d'ondes lors des phases de court-circuit et de non court-circuit

Le modèle dynamique de l'onduleur à quasi Z-source peut donc être établi, en faisant intervenir une variable de commande u , $u=1$, pour l'état de court-circuit, et $u=0$, pour l'état de non court-circuit.

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{dc} - V_{c1}(1-u) + V_{c2}u \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -V_{c2}(1-u) + V_{c1}u \\ C_1 \frac{dV_{c1}}{dt} = -i_{L2}u + (i_{L1} - i_{ond})(1-u) \\ C_2 \frac{dV_{c2}}{dt} = -i_{L1}u + (i_{L2} - i_{ond})(1-u) \end{cases} \quad \text{eq (1)}$$

Il vient ensuite la caractéristique statique de la structure.

$$\frac{\widehat{V}_{ond}}{V_{dc}} = \frac{\widehat{V}_{c1} + \widehat{V}_{c2}}{V_{dc}} = \frac{1}{1-2d} \quad \text{eq(2)}$$

2.2 Principe de commande

La difficulté de la commande de l'onduleur à quasi Z-source réside dans l'insertion des courts-circuits de bras. Comme le montre la figure 4, le court circuit est possible lorsque les trois commandes des interrupteurs du haut ou du bas de l'onduleur sont à 1 (ordre de fermeture). Pendant ces instants, la charge est déconnectée de la source et n'est pas perturbée par les variations de tension sur la partie élévatrice.

Pour créer le court-circuit, la conduction du bras de plus haut potentiel est prolongée ainsi que remis en conduction plus tôt pour créer deux courts-circuits, comme le montre la partie droite de la figure 4 avec le bras a.

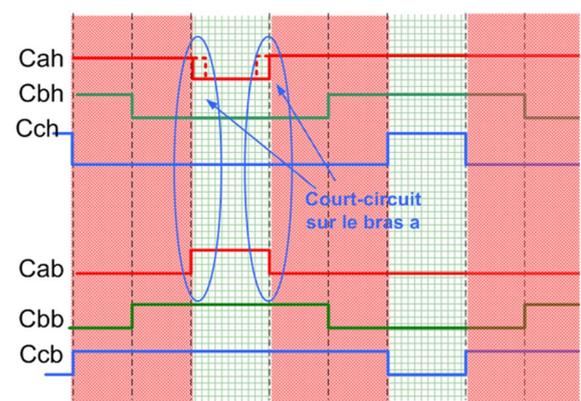
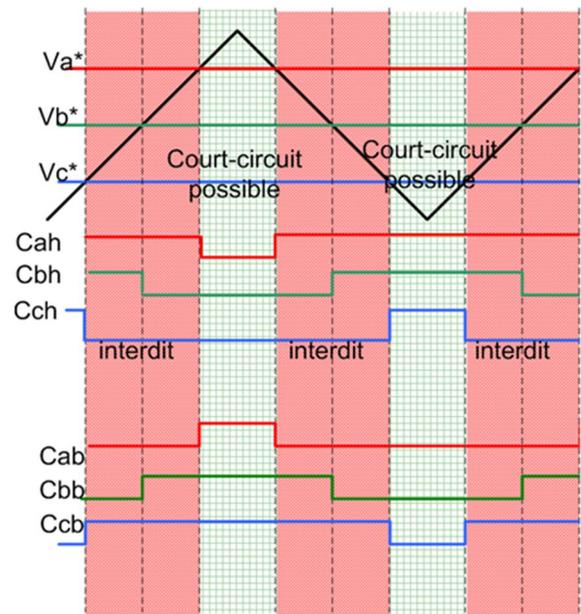


Figure 4- Insertion des courts-circuits dans l'onduleur à quasi Z-source

3. Etude de l'ensemble "onduleur à quasi Z-source / MSAP" en vue d'en réduire son volume

L'application starter possède plusieurs phases de durée très différentes dans son cycle de fonctionnement présenté sur la figure 1, il est donc important avant de se lancer dans l'optimisation de la structure quasi Z-

source de bien définir ce qui est dimensionnant. En effet, la phase de démarrage va contraindre le volume de l'alimentation, car c'est à ce moment du cycle qu'aura lieu le survoltage, les éléments passifs seront mis à contribution et leur valeur devra être suffisante pour stocker l'énergie nécessaire. En revanche, le rendement durant cette phase n'est pas significatif, car c'est un événement transitoire et bref, ce qui n'est pas le cas de la partie basse vitesse (et faible couple) qui dure sur une part majeure du cycle de fonctionnement. Le rendement de ce point est donc primordial pour la tenue thermique du système.

Lors de l'optimisation, les calculs de volume seront effectués en considérant la phase haute-vitesse, quant au calculs de rendement, ils seront réalisés sur la phase basse vitesse / faible couple dont la durée est majoritaire. Toutefois, une vérification de la tenue thermique pour la partie haute vitesse sera effectuée. Il s'agit d'une optimisation globale directe, c'est-à-dire, qu'il n'y a pas d'optimisations locales puis un traitement global de ces différentes optimisations.

3.1 Paramètres ajustables

De nombreux paramètres sont réglables dans l'architecture globale de la figure 2, afin d'optimiser le volume global et le rendement global, en d'autres termes, il sera cherché à minimiser le volume de l'ensemble de la chaîne de conversion et minimiser les pertes globales. Il sera choisi au minimum un paramètre sur chaque partie du système afin d'augmenter les degrés de liberté. Les paramètres retenues pour l'optimisation sont:

- le nombre de spires de la machine, N_{spire}
- la tension en entrée de l'onduleur, V_{ond}
- la fréquence de découpage de l'onduleur, f_{dec}
- l'amplitude crête à crête de l'ondulation des courants dans les inductances de la partie élévatrice, ΔI_L
- l'amplitude crête à crête de l'ondulation de la tension aux bornes des capacités de la partie élévatrice, ΔV_c

Chacun de ces paramètres ont un impact sur le volume et le rendement du système et d'autres sont liés entre eux, ce qui montre l'intérêt d'une étude globale. De plus, d'autres paramètres ont des impacts sur des variables qui n'apparaissent pas dans les variables d'optimisation comme le nombre de spires qui va impacter la résistance statorique, R_s , l'inductance statorique, L_s , et la constante de couple, k_t . Si le nombre de spires est multiplié par un coefficient k , les paramètres externes de la machine seront impactés comme le montre l'équation 3.

$$\begin{aligned} k_t' &= C_1 \times N_{spire}' = C_1 \times k N_{spire} = k k_{t,init} \\ R_s' &= C_2 \times N_{spire}'^2 = C_2 \times k^2 N_{spire}^2 = k^2 R_{s,init} \\ L_s' &= C_3 \times N_{spire}'^2 = C_3 \times k^2 N_{spire}^2 = k^2 L_{s,init} \end{aligned}$$

Eq (3)

où C_1 , C_2 , C_3 sont des coefficients de proportionnalités propres au système.

Cet exemple amène l'étude à s'intéresser aux limites et contraintes d'optimisation.

3.2 Contraintes et limites de l'étude

Il y a plusieurs types de limitations dans cette étude, les contraintes d'ordre physique, comme la fréquence de découpage qui ne peut pas excéder une certaine valeur suivant la technologie d'interrupteur utilisé. Ou bien des contraintes de commande, pour rester sur la fréquence de découpage, sa valeur ne peut pas descendre en dessous d'un seuil pour assurer un bon contrôle. Il est possible aussi de citer des contraintes de stabilité, la valeur des capacités doit être suffisamment importante pour ne pas entrer en instabilité. Chacune des variables se voient affecter un domaine de variation défini en regard des contraintes de l'application mais aussi en fonction des éléments cités ici.

Il est fait le choix de montrer un peu plus en détails les limites et contraintes sur la variation du nombre de spires de la machine. L'équation 3 a montré l'impact de cette variation sur les paramètres externes de la MSAP dont les équations de tension du modèle dq en régime établi à chaque point de fonctionnement sont rappelées par l'équation 4.

$$\begin{cases} V_d = R_d I_d - p \Omega L_q I_q \\ V_q = R_q I_q + p \Omega L_d I_d + p \Omega \Psi_f \end{cases} \quad \text{eq (4)}$$

En augmentant le coefficient de couple k_t , le courant diminue mais la résistance et l'inductance augmentent ce qui demande plus de tension pour continuer à contrôler les courants I_d et I_q , notamment lors de défluxage comme c'est le cas ici pour la partie haute vitesse.

Afin de mieux voir ce qui se passe, sur la figure 5, il a été tracé dans le plan (I_d ; I_q) les iso-couples et les iso-tensions pour différentes valeurs du nombre de spires de la machine [7]. La tension prise pour réaliser le graphique est égale à la valeur minimale que peut prendre la tension de bus DC, la vitesse de la machine est maximale (60'000 tr/min). Les courbes iso-couples représentent l'ensemble des couples (I_d ; I_q) permettant d'assurer le couple demandé à cette vitesse (d'après le profil de mission). Les iso-tensions représentent les points (I_d ; I_q) contrôlables avec la tension de bus DC minimale, à une vitesse donnée et pour des paramètres externes de machine fixés. Par conséquent, l'aire en-dessous de l'iso-tension correspond à l'ensemble des couples (I_d ; I_q) contrôlables avec des paramètres externes donnés. Il est possible de conclure que lorsque l'iso-tension et l'iso-couple ont au moins un point commun, les courants sont contrôlables à vitesse maximale avec le couple demandé à partir d'une tension de bus DC minimale, dans ce cas, tous les points du cycle de fonctionnement sont atteignables.

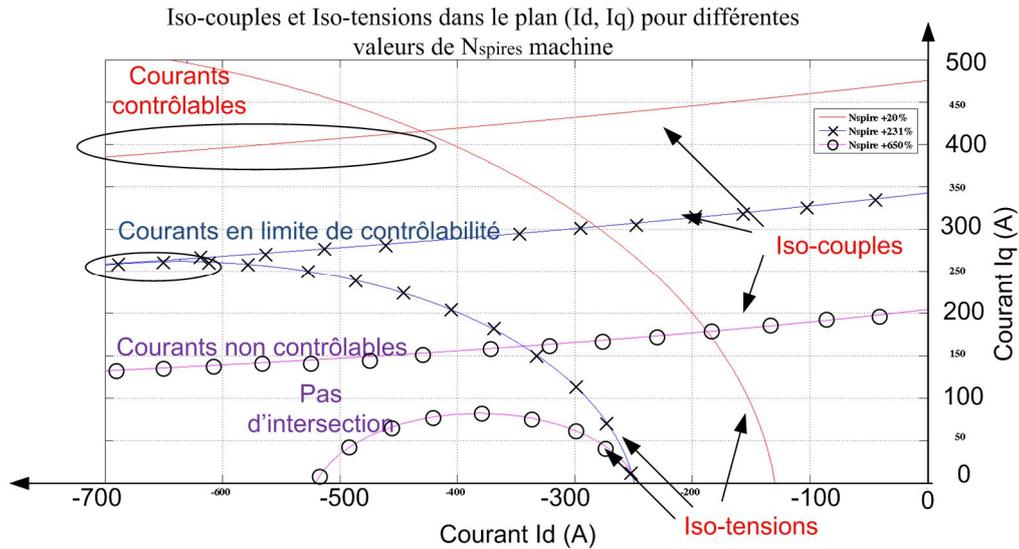


Figure 5 - Iso-couples et Iso-tensions dans le plan (Id, Iq)

Dans le premier cas (courbe lisse), le nombre de spires a été augmenté de 20%, ce qui ne pose pas de problème pour la contrôlabilité, la courbe d'iso-couple entre dans l'aire en dessous de la courbe d'iso-tension. Ici le bénéfice de l'augmentation de k_t sur le module de courant prend tout son sens. Pour le second cas (courbes avec des croix), les courants sont en limites de contrôlabilité, ce qui ne laisse pas de marge en cas de variations paramétriques ou même de saturation magnétique. L'augmentation d'environ 230% du nombre de spires est une valeur limite pour cette tension de réseau. En revanche, pour le dernier cas (courbes avec des ronds) la valeur de 650% est beaucoup trop importante, la courbe de l'iso-couple n'entre pas dans l'aire en dessous de la courbe d'iso-tension, il n'y a donc pas de couple ($I_d; I_q$) qui satisfait le critère du couple et le critère de la tension.

Dans le processus d'optimisation, il faudra donc vérifier qu'avec la tension prédéfinie au préalable, l'augmentation du nombre de spires envisagée est bien réalisable. Cette vérification transparait sur la figure 6 qui illustre la procédure d'optimisation mise en place

3.3 Modèles mathématiques utilisés pour l'étude

Pour réaliser les calculs menant à l'évaluation du volume et des pertes, plusieurs calculs intermédiaires sont réalisés.

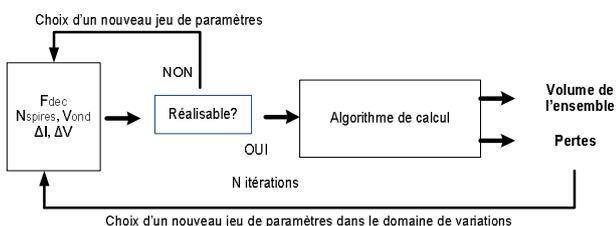


Figure 6 - Procédure de calcul

3.4 Pertes dans la machine

Tout d'abord, les pertes considérées dans la machine sont les pertes Joules et les pertes fer statoriques. Les pertes mécaniques ne sont pas considérées car elles dépendent du design du moteur et de sa vitesse de fonctionnement.

Les pertes Joule dans les enroulements statoriques décrites par l'équation 5 sont exprimées comme le produit de la résistance statorique R_s par la valeur efficace du courant de phase au carré, I_{eff}^2

$$P_{Joules,MSAP} = 3 R_s I_{eff}^2 = R_s (I_d^2 + I_q^2) \quad \text{eq (5)}$$

L'expression des pertes fer statorique prend en compte l'effet du découpage sur le cycle d'hystérésis en considérant la valeur efficace de la tension de sortie de l'onduleur. Les harmoniques dues au découpage de l'onduleur, créent des cycles mineurs qui viennent s'ajouter au cycle d'hystérésis principal, augmentant les pertes fer statorique [8]-[11]. D'après Bertotti [12], il est possible de séparer les pertes fer en pertes classiques (dus à la présence de courant de Foucault) et pertes par hystérésis comme le montre l'équation 6. [13]

$$P_{fer} = P_{hystérésis} + P_{Foucault}$$

$$P_{fer} = a f B_p^2 + b f^2 B_p^2 \quad \text{eq (6)}$$

f est la fréquence, B_p , la valeur pic de l'induction et a, b des constantes propres au matériau.

En admettant que la tension est proportionnelle à la variation de la densité de flux, il est possible d'exprimer les pertes par courants de Foucault avec la valeur efficace de la tension d'alimentation comme indiqué dans [14] et dans l'équation 7.

$$P_{Foucault} = k_2 V_{rms}^2 \quad \text{eq (7)}$$

Concernant les pertes par hystérésis, leur contribution peut être évaluée par l'équation 8 [14]:

$$P_{hysteresis} = a f B_p^x \quad \text{eq (8)}$$

En remplaçant (7) et (8) dans (6), les pertes fer statoriques totales peuvent être calculées par l'équation 9.

$$P_{iron} = a f B_p^x + k_2 V_{rms}^2 \quad \text{eq (9)}$$

Les coefficients a , x et k_2 sont représentatifs du moteur et déterminés par une caractérisation physique ou bien par éléments finis.

3.5 Pertes dans l'onduleur

Les pertes dans l'onduleur à quasi Z-source prise en compte pour l'étude sont les pertes par commutation et par conduction dans chaque type d'interrupteur. Ces pertes sont calculées par simulation de manière à avoir les valeurs réelles du courant et de la tension commutés lors de l'amorçage et du blocage de chacun des interrupteurs.

3.6 Evaluation du volume de l'architecture de puissance

Pour évaluer le volume, l'énergie stockée dans les éléments passifs est calculée à l'aide de l'équation 10. Puis connaissant cette énergie stockée, il est possible d'en déduire une estimation du volume de ces éléments comme le montre l'équation 11. En effet, le volume de la capacité évolue linéairement avec l'énergie [15], à partir de data sheets, le coefficient de proportionnalité peut être déterminé. Pour l'inductance, il existe une relation entre le volume du noyau et l'énergie, pour une technologie de noyau magnétique donnée. De même, que pour les capacités, les data sheets permettent de fournir ces informations. Un coefficient correctif est appliqué sur les inductances pour tenir compte de l'enroulement de cuivre qui vient augmenter son encombrement.

$$E_L = \frac{1}{2} L I^2 \quad \text{eq (10)}$$

$$E_C = \frac{1}{2} C V_c^2$$

$$V_{alim} = A \times E_L + B \times E_C + V_{onduleur} \quad \text{eq (11)}$$

Le volume de l'onduleur est donné par les informations contenues dans les data sheets des fabricants de semi-conducteurs. Cette évolution est donc discrète et dépend des calibres de tension et de courant de l'interrupteur. Une base de données permet lors du calcul de choisir, au regard des calibres,

l'interrupteur adapté et alors d'obtenir le volume d'un bras d'onduleur et de l'onduleur tout entier après sommation.

3.7 Résultats de l'étude

Après avoir posé tous les éléments de résolution; formules de calculs, domaines de variations des paramètres, définition des contraintes et mise en place d'une procédure de calcul, il est possible d'observer le résultat final de l'étude sur les figures 7-a et 7-b.

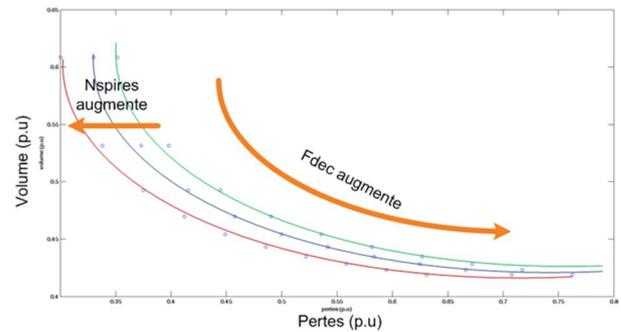


Figure 7-a - Impact de la fréquence de découpage et du nombre de spires sur le volume et les pertes de la chaîne de conversion

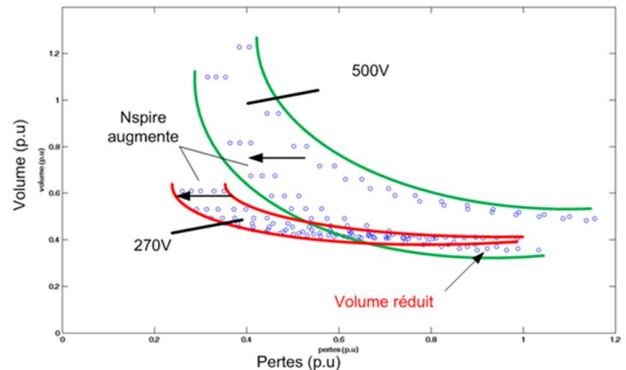


Figure 7-b - Impact de la fréquence de découpage, du nombre de spires et la tension d'entrée d'onduleur sur le volume et les pertes de la chaîne de conversion

La figure 7-a montre qu'en augmentant la fréquence de découpage de l'onduleur, le volume de l'alimentation diminue mais les pertes augmentent. Il est possible aussi de voir qu'en augmentant le nombre de spires de la machine, ces courbes sont translatées vers l'origine du repère. Si la tension d'entrée d'onduleur varie également, comme le montre la figure 7-b, il apparaît plusieurs faisceau de courbes comme sur la figure 7-a mais ils se trouvent décalés dans le plan suivant la tension d'entrée de l'onduleur. Au-delà d'un certain niveau de pertes, les faisceaux se coupent et il est possible de réduire davantage le volume de l'alimentation en augmentant la tension en entrée d'onduleur.

Lorsque tous les paramètres définis précédemment varient, cela donne le résultat final de la figure 8. Le point de coordonnées (1, 1) correspond aux pertes et volume de l'alimentation initiale, c'est à dire un onduleur seul, sans partie élévatrice. Il est intéressant de voir qu'il est possible de réduire le volume de l'alimentation jusqu'à 20% sans changer le rendement global ou bien même réduire le volume de 15% et diminuer les pertes de 5%. Ce résultat s'explique par l'augmentation du coefficient k_t qui réduit fortement les courants de phase donc le volume de l'onduleur mais aussi les pertes qui sont proportionnelles soit au courant soit au carré du courant. De plus, le fait de survolter la tension en entrée d'onduleur permet de limiter le défluxage et réduit le module du courant qui tend à réduire le calibre de courant et les pertes.

Dans le cadre de l'étude, il est d'abord recherché une diminution du volume avant une amélioration du rendement, par conséquent des poids différents sont affectés aux deux grandeurs ce qui donne un optimum (★ sur la figure 7) pour le cas présent avec les caractéristiques du tableau 1.

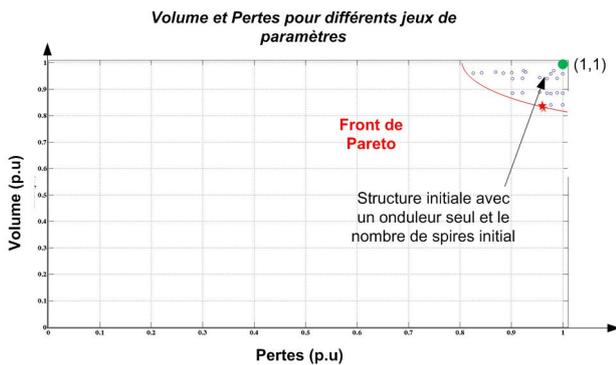


Figure 8 - Résultat d'optimisation de la structure qZs dans le plan (pertes, volume)

V_{ond}	500V
f_{dec}	30KHZ
N_{spire}	x 2,3
$\frac{\Delta I_{crête-crête}}{I}$	≈ 10%
$\frac{\Delta V_{crête-crête}}{V}$	≈ 25%

Tableau 1 - Paramètres dimensionnant résultant de l'étude

La prochaine étape de cette étude serait de dimensionner l'onduleur à quasi Z-source avec ces paramètres et vérifier les résultats de manières expérimentale.

4. Conclusion

Cette publication a montré une étude d'un ensemble onduleur à quasi Z-source / MSAP haute vitesse pour une application starter en vue de réduire le volume de l'architecture d'alimentation sans dégrader le rendement global de la chaîne. L'utilisation d'un onduleur à quasi Z-source pour une application starter mêlant la basse et haute vitesse, permet d'augmenter le nombre de spires du moteur pour réduire les courants de phase, importants lors des phases de démarrage, tout en gardant le contrôle en haute vitesse en survoltant la tension d'entrée onduleur. La réduction des courants de démarrage permet de réduire les calibres de courant des interrupteurs et ainsi gagner en volume mais aussi diminuer les pertes par conduction et par commutation. Cette étude a proposé d'étudier les différents paramètres impactant le volume de l'alimentation et le rendement global de la chaîne pour définir les plus à même à réduire le volume de la chaîne. Pour ce faire, une procédure de calcul basée sur des modèles mathématiques et des simulations ont permis d'évaluer le volume et les pertes de la structure pour un grand nombre de jeux de paramètres. Le résultat a montré qu'il est possible de réduire le volume de l'alimentation sans diminuer le rendement du système.

Références

- [1] Baumgartner, T.I.; Looser, A.; Zwysig, C.; Kolar, J.W., "Novel high-speed, Lorentz-type, slotless self-bearing motor," Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE , vol., no., pp.3971,3977, 12-16 Sept. 2010
- [2] L. Schwager and al, "Modeling and Comparison of Machine and Converter Losses for PWM and PAM in High Speed Drives", Industry Applications, IEEE Transactions on (Volume:50 , Issue: 2), 2014
- [3] F. Z. Peng, "Z-source inverter," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, no. 2, pp. 504-510, Mar./Apr. 2003.
- [4] Q-N Trinh, H-H Lee, "A New Z-Source Inverter Topology with High Voltage Boost Ability", Journal of Electrical Engineering & Technology Vol. 7, No. 5, pp. 714-723, 2012
- [5] M. Shen and al. "Constant Boost Control of the Z-Source Inverter to Minimize Current Ripple and Voltage Stress", IEEE transactions on industry applications, vol. 42, no. 3, may/june 2006

- [6] Battiston, A.; Martin, J.-P.; Miliani, E.-H.; Nahid-Mobarakeh, B.; Pierfederici, S.; Meibody-Tabar, F., "Comparison Criteria for Electric Traction System Using Z-Source/Quasi Z-Source Inverter and Conventional Architectures," *Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE Journal of , vol.2, no.3, pp.467,476, Sept. 2014
- [7] Vaclavek, P.; Blaha, P., "Interior Permanent Magnet Synchronous Machine High Speed Operation using Field Weakening Control Strategy", *WSEAS International Conference on SYSTEMS*, vol., no., pp. 581,586, July. 22-24, 2008
- [8] Boglietti, A.; Cavagnino, A.; Ionel, D.M.; Popescu, M.; Staton, D.A.; Vaschetto, S., "A General Model to Predict the Iron Losses in PWM Inverter-Fed Induction Motors," *Industry Applications*, IEEE Transactions on , vol.46, no.5, pp.1882,1890, Sept.-Oct. 2010
- [9] Yamazaki, K.; Fukushima, N., "Iron-Loss Modeling for Rotating Machines: Comparison Between Bertotti's Three-Term Expression and 3-D Eddy-Current Analysis," *Magnetics*, IEEE Transactions on , vol.46, no.8, pp.3121,3124, Aug. 2010
- [10] Kowal, D.; Sergeant, P.; Dupre, L.; Vandenbossche, L., "Comparison of Iron Loss Models for Electrical Machines With Different Frequency Domain and Time Domain Methods for Excess Loss Prediction," *Magnetics*, IEEE Transactions on , vol.51, no.1, pp.1,10, Jan. 2015
- [11] Ribbenfjard, D.; Engdahl, G., "Novel Method for Modelling of Dynamic Hysteresis," *Magnetics*, IEEE Transactions on , vol.44, no.6, pp.854,857, June 2008
- [12] Bertotti, D., "General Properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials", , IEEE Transactions on , vol.24, no.1, pp.621,630, Jan. 1988
- [13] Mi, C.; Slemon G.R.; Bonert, R.; "Modeling of Iron Losses of Permanent-Magnet Synchronous Motors", , IEEE Transactions on Industry , vol.39, no.3, pp.734,742, May/Jun. 2003
- [14] Boglietti, A.; Cavagnino, A.; Lazzari, M.; Pastorelli, M.; " Predicting Iron Losses in Soft Magnetic Materials With Arbitrary Voltage Supply: An Engineering Approach", , IEEE Transactions on Magnetics , vol.39, no.2, pp.981,989, Mar. 2003
- [15] Roldan, A.M.; Barrado, A.; Pleite, J.; Vazquez, J.; Olias, E., "Size and cost reduction of the energy-storage capacitors," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE* , vol.2, no., pp.723,729 vol.2, 2004

Étude d'une Chaîne de Conversion Onduleur à Quasi Z-Source et Machine Synchrone à Aimants Permanents Hautes Vitesses pour une Application Starter
(pages 65 à 72)

Jérémy CUENO, Sami ZAÏM, Eric MONMASSON, Babak NAHIDMOBARAKEH, Serge PIERFEDERICI, Régis MEURET, Farid MEIBODY-TABAR

Figure 7-a : Impact de la fréquence de découpage et du nombre de spires sur le volume et les pertes de la chaîne de conversion

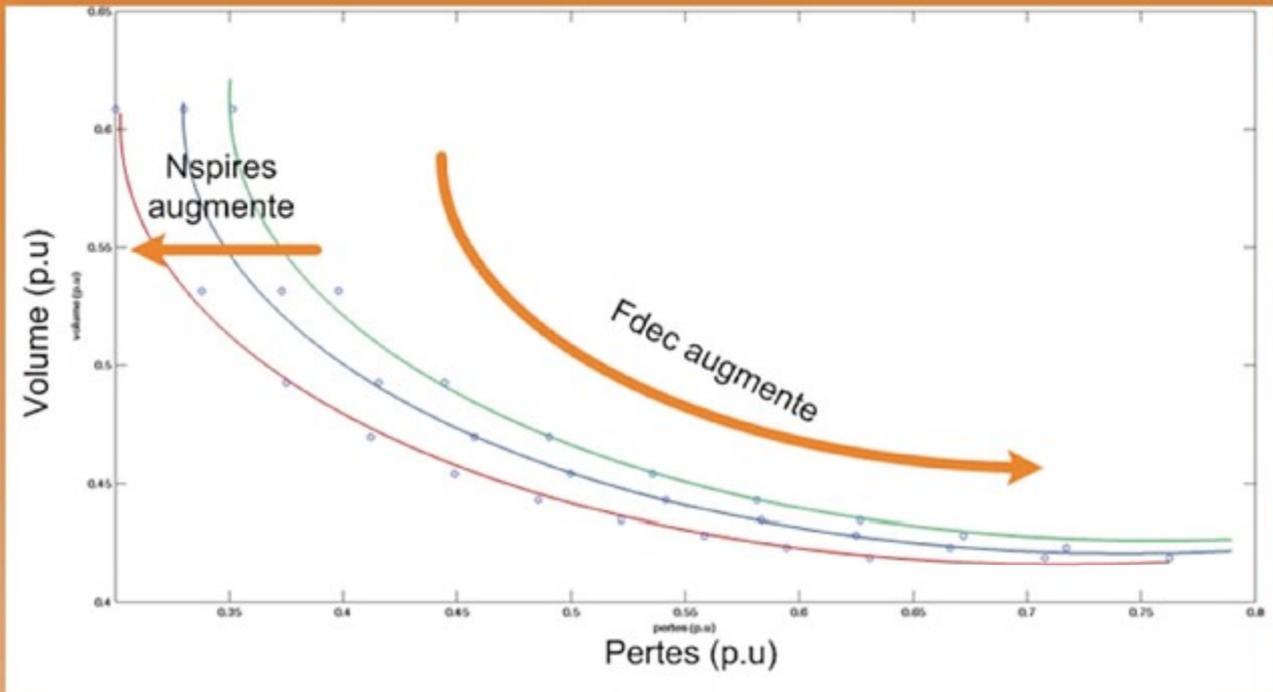


Figure 7-b : Impact de la fréquence de découpage, du nombre de spires et la tension d'entrée d'onduleur sur le volume et les pertes de la chaîne de conversion

