

La Revue

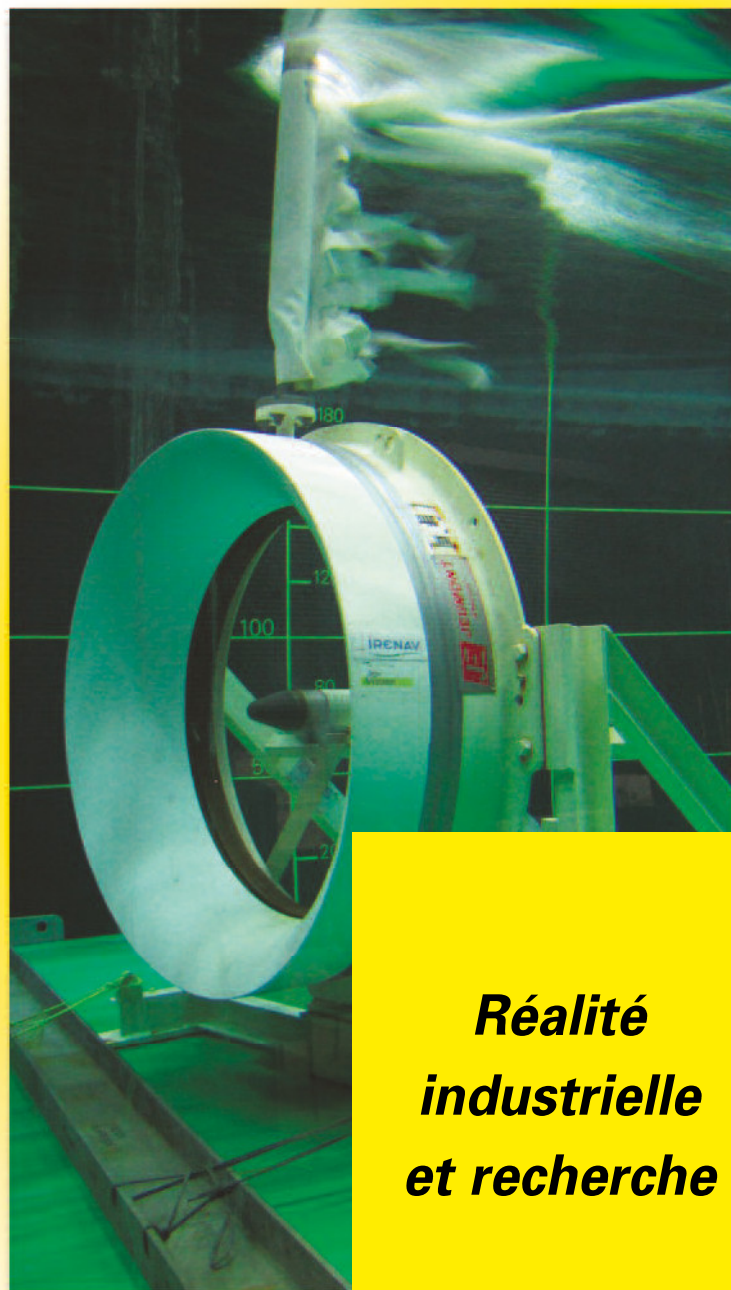


3E.I

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



SAFRAN **Honeywell**
AEROSPACE DEFENCE SECURITY



**Réalité
industrielle
et recherche**

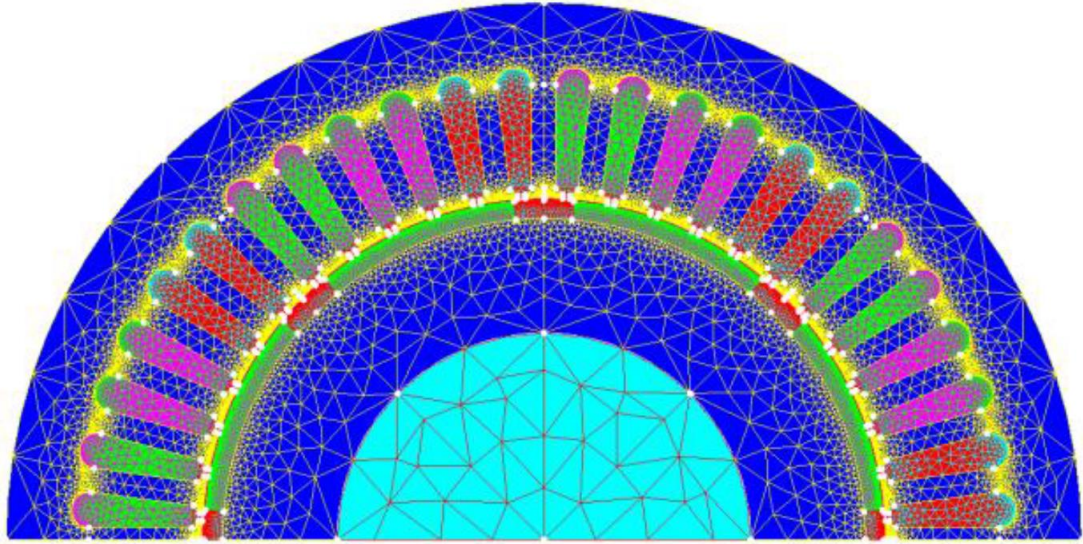
Publication trimestrielle du Cercle Thématique 13.01 de la SEE

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

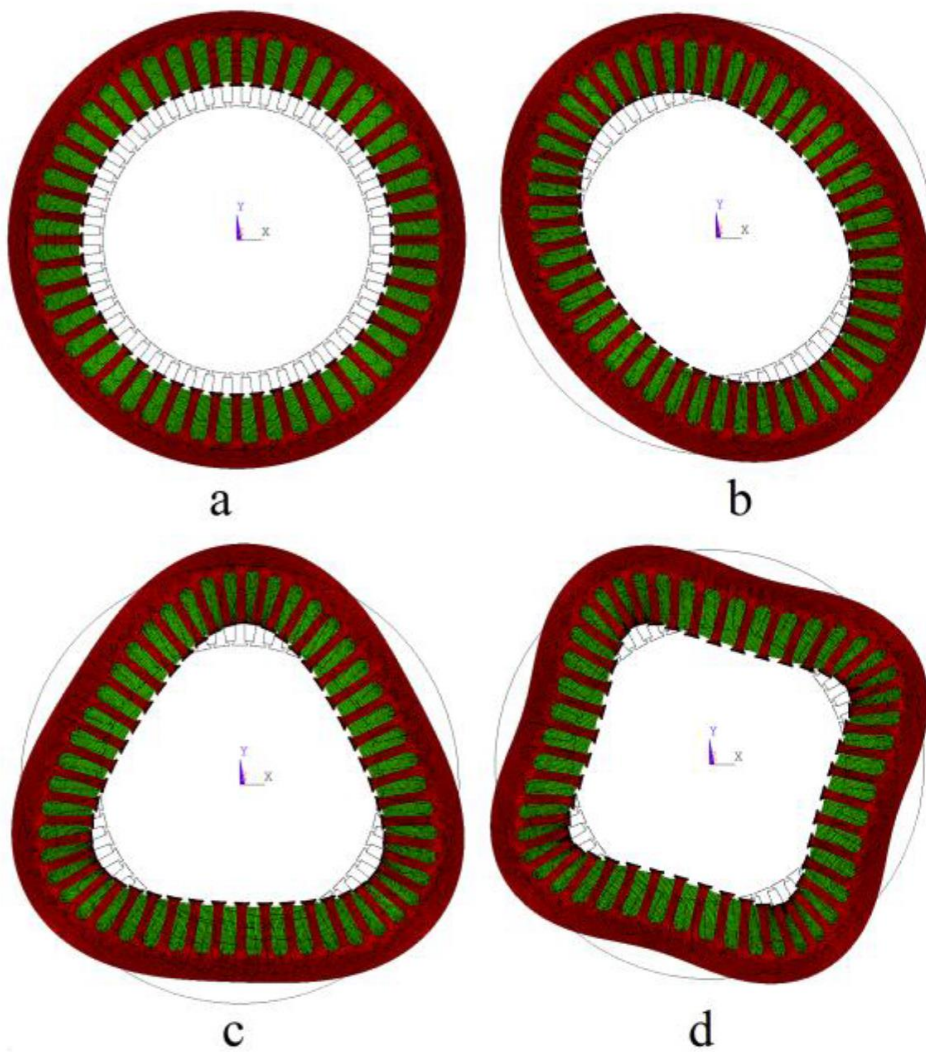


Société de l'Electricité, de l'Electronique
et des Technologies de l'Information
et de la Communication

N° 74 - Octobre 2013



Tranche de la moitié de l'ensemble stator rotor d'une machine synchrone à aimants permanents maillée sous Flux 2D



Déplacement de la structure aux modes circonférentiels 0 (a) , 2 (b) , 3 (c) et 4 (d)



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

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 Alain Brenac
communication@see.asso.fr
01 56 90 37 09

publicité au rapport

Abonnement (4 numéros par an)
Janvier, Avril, Juillet, Octobre 2013.

tarifs TTC :

Individuel :

France et CEE.....39 €

Pays hors CEE.....49 €

Collectivités

France et CEE.....55 €

Pays hors CEE.....68 €

Réalisation et impression

Repro-Systèmes
23, rue de Verdun 77181 Le Pin

Routage et Expédition

Départ Presse
ZI les Richardets
93966 Noisy le Grand

Dépôt Légal : Octobre 2013

Commission Paritaire 1217 G 78028
ISSN 1252-770X

Sommaire du n° 74

Réalité industrielle et recherche

- p. 2 Éditorial,
- p. 4 Publications, Informations,
- p. 9 *Vers la conception optimale d'une électrification ferroviaire*
O. BOSSI SNCF Innovation & Recherche SAINT-MARTIN-D'HERES
- p. 17 *Transmission d'énergie sans contact dans le cadre de la « route électrique »*
A. CAILLIEREZ^{1,2}, D. SADARNAC¹, A. JAAFARI¹, S. LOUDOT², J. HOUIVET²
1 : SUPELEC GIF SUR YVETTE 2 : RENAULT GUYANCOURT
- p. 26 *Gestion d'énergie pour locomotive électrique hybride basée sur la logique floue d'ordre 2 par approche génétique évolutionnaire*
J. BAERT¹, S. JEMEÏ¹, D. CHAMAGNE¹, D. HISSEL¹, D. HEGY², S. HIBON²
1 : Université de Franche-Comté 2 : Alstom Transport BELFORT
- p. 33 *Etat de l'art des moteurs et générateurs supraconducteurs*
S. BENDALI¹, P. LETELLIER¹, J. LEVEQUE², G. MALE², S. MEZANI², D. NETTER²
1 : JEUMONT ELECTRIC
2 : Groupe de Recherche en Électrotechnique et Électronique de Nancy
- p. 41 *Modélisation analytique de l'inducteur d'un accouplement magnétique supraconducteur à flux axial*
B. DOLISY^{1,2}, S. MEZANI¹, T. LUBIN¹, J. LEVEQUE¹
1 : Laboratoire GREEN NANCY 2 : DGA/DS/MRIS BAGNEUX
- p. 49 *Comparaison de topologies de convertisseurs DC/DC entrelacées en cas de défauts d'interrupteurs de puissance pour véhicule électrique à pile à combustible*
D. GUILBERT, A. GAILLARD, A. N'DIAYE, A. DJERDIR CNRS BELFORT
- p. 59 *Réponse vibratoire d'origine électromagnétique d'une machine synchrone à aimants permanents par un modèle issu de la résolution analytique des équations de Maxwell*
G. VEREZ Groupe de Recherche en Electrotechnique et Automatique du Havre
- p. 67 *Détermination rapide d'un modèle thermique de machine à synchro réluctance*
M. RASID Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne COMPIEGNE
- p. 73 *Conception et réalisation d'une pince acoustique pour la manipulation de cellules*
S. TORU Université de Lyon, Ecole centrale de Lyon ECULLY

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, nous publions en partenariat avec M. AMIET (DGA) et ses collaborateurs une sélection d'articles présentés lors du congrès JCGE-SEEDS de juin dernier. Vous pourrez ainsi apprécier le large spectre des domaines étudiés par les jeunes chercheurs du Génie Electrique.

Le site de la revue (<http://www.see.asso.fr/3ei>) évolue en permanence et vous pouvez **vous abonner directement par voie numérique**. Pour l'année 2014, vous aurez le choix entre les abonnements papiers classiques (avec ou sans accès au format numérique), mais aussi au format numérique seul.

Bonne lecture

Le comité de publication de la Revue3EI

UNE FUSION REUSSIE EN GENIE ELECTRIQUE !!

Pour sa onzième édition, la Conférence des Jeunes Chercheurs en Génie Électrique (JCGE 2013) s'est déroulée à Saint-Nazaire du 5 au 6 Juin 2013. Fusionnée pour la première fois avec les Journées SEEDS, cette manifestation unique est organisée par l'Institut de Recherche en Énergie Électrique de Nantes Atlantique (IREENA).

La mission essentielle du GdR/CNRS SEEDS est l'animation de la communauté Génie Electrique et sa représentativité auprès de différentes instances institutionnelles ou industrielles. Il est organisé en quatre pôles liés à des domaines d'applications ou de technologie (ISP3D, Transport, Réseaux & ressources, Santé et environnement) et s'appuie sur deux socles transversaux (Matériaux, Méthodes et méthodologie).

JCGE est l'événement qui permet aux doctorants et Post doctorants de présenter leurs travaux et d'échanger sur des thématiques en cours ou émergentes au sein des laboratoires français de Génie Électrique. JCGE est aussi une opportunité de rencontre entre les doctorants, les jeunes docteurs et les entreprises recrutant dans le domaine du Génie Électrique.

A la satisfaction des organisateurs, des jeunes et des moins jeunes, des laboratoires académiques et des industriels, ces premières Journées communes aux deux institutions furent un réel succès avec plus de 150 participants dont une vingtaine d'industriels. Le succès est avant tout dû à la forte participation des jeunes, de leur intérêt pour le génie électrique et à la qualité des présentations, mais aussi aux trois organismes régionaux organisateurs : IREENA, IUT de Saint-Nazaire et Université de Nantes, nous les félicitons et les remercions

C'est pourquoi nous sommes très heureux que la Revue 3EI ait accepté de sortir un numéro spécial dédié à ces jeunes et à leurs travaux. Aussi nous remercions les rédacteurs de cette revue de leur décision et de leur implication à préparer ce numéro dans des délais très serrés.

Nous tenons aussi à remercier les industriels qui ont accepté de soutenir ces Journées : ECA-EN, MBDA, JEUMONT Electric, CEA-LETI, DGA et plus particulièrement le groupe SAFRAN qui, dans la tradition, a financé les 3 prix JCGE.

Alors quel avenir ?? D'un commun accord des participants et des Comités de SEEDS et de JCGE ces Journées vont se reproduire avec une cadence annuelle. Plusieurs villes (laboratoires ou instituts) ont déposé leur candidature, le choix devrait se faire incessamment, mais les dates sont déjà fixées : 4 et 5 juin. Vous pouvez donc dès à présent retenir ces dates, nous serons très heureux de vous accueillir.

Bonne lecture

Michel AMIET

ICA-R DGA Co-Président du Comité Scientifique JCGE

Charles JOUBERT

Professeur des universités Lyon 1 Co-Président du Comité Scientifique JCGE

Jean-Pascal CAMBRONNE

Professeur des universités Directeur du GdR SEEDS

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

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



BULLETIN D'ABONNEMENT A LA REVUE 3EI Année 2014 75 (Janvier 2014), n°76 (Avril 2014), n°77 (Juillet 2014) et n°78 (Octobre 2014)

Pour l'année 2014, nous vous proposons

DU NOUVEAU encore!!

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.

Nom : Prénom

Adresse d'expédition de la revue 3EI :

Rue, n° :

Code postal : Ville :

Pays :

Adresse électronique :

Activité (pour statistiques) :

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

SEE-la revue 3EI 17 rue Hamelin, 75783 PARIS CEDEX 16

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



Les capteurs

62 exercices
et problèmes corrigés

2^e édition

DUNOD



Les capteurs

62 exercices et problèmes corrigés

Pascal Dassonville

DUNOD

Ce manuel s'adresse aux étudiants en fin de licence ou en master d'électronique ou de physique, aux étudiants en dernière année d'IUT GEII, ainsi qu'aux élèves-ingénieurs.

Il sera également utile aux enseignants à la recherche d'exemples d'applications ou de sujets d'examen.

Cet ouvrage rassemble 37 exercices et 25 problèmes avec leur solution détaillée. Il couvre une grande diversité de cas pratiques en électronique, métrologie, physique, traitement du signal...

Les exercices sont le plus souvent centrés sur un point scientifique précis ou sur une difficulté technique de mise en œuvre.

Les problèmes sont plus complets et pluridisciplinaires. Ils comportent souvent des développements technico-économiques ou des variantes possibles à la problématique traitée.

Cette seconde édition compte 12 nouveaux exercices qui portent notamment sur les capteurs à courants de Foucault, les potentiomètres rotatifs ou les capteurs capacitifs.



Électrotechnique et énergie électrique

2^e édition

DUNOD

IUT/BTS
Licences
Écoles d'ingénieurs
CAPES/CAPET

Électrotechnique et énergie électrique

Notions fondamentales - Machines - Réseaux

Luc Lasne

DUNOD

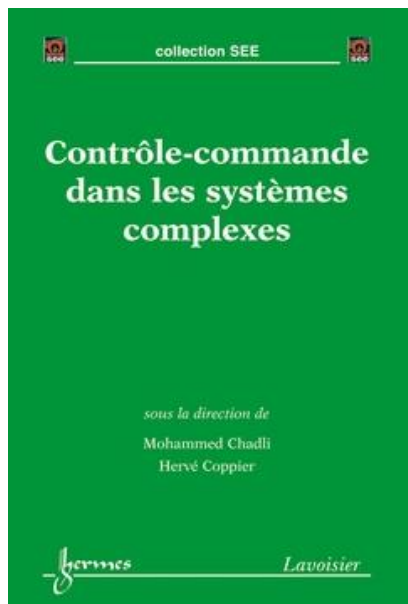
Aujourd'hui à peu près 45 % de l'énergie produite dans le monde l'est sous forme électrique.

Cet ouvrage est un cours complet sur l'électricité et l'électrotechnique qui fait le lien entre les notions théoriques et les applications industrielles. Son but est d'accompagner le lecteur depuis l'apprentissage des notions de base jusqu'aux notions utilisées dans le domaine professionnel. Chaque chapitre se termine par des exercices d'application corrigés destinés à valider les acquis.

Cette deuxième édition s'enrichit d'un nouveau chapitre sur les condensateurs.

Sommaire

Rappels et grandeurs sinusoïdales. Les puissances électriques. Circuits à courants alternatifs triphasés. Systèmes triphasés déséquilibrés, résolutions matricielles et composantes symétriques. Magnétisme, matériaux et circuits magnétiques. Circuits magnétiques en régime alternatif sinusoïdal. Circuits magnétiques à aimants permanents. Énergies, puissances et forces liées au magnétisme, méthode des travaux virtuels. Transformateurs. Les convertisseurs électromécaniques. Machines à courant continu. Alternateurs et machines synchrones. Machines asynchrones. Transformations matricielles - modèles « d, q » des machines à courants alternatifs triphasés. Harmoniques et régimes déformés.



Contrôle-commande dans les systèmes complexes : Environnement temps réel sous architectures distribuées

CHADLI Mohammed, COPPIER Hervé

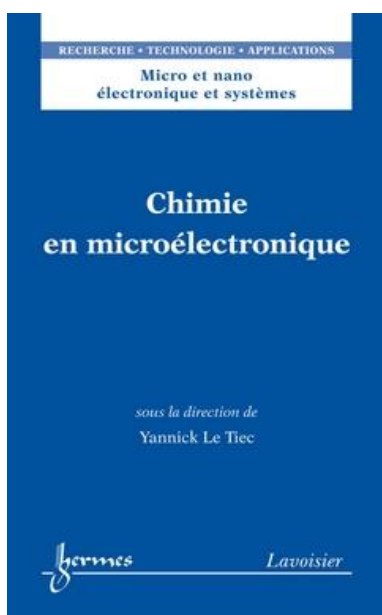
HERMES SCIENCE

Contrôle-commande dans les systèmes complexes se focalise sur l'analyse de la stabilité et la synthèse des lois de commande.

Il part d'exemples de réalisations industrielles qui utilisent les commandes PFC, IMC, logique floue ou multimodèle pour illustrer la théorie et la pratique (systèmes cryogéniques, thermiques, mécaniques, à gaz, etc.).

Cet ouvrage présente de nombreuses applications industrielles originales faisant appel aux outils informatiques, en intégrant, dès la conception, les problématiques de l'interface homme-machine ou de l'implémentation temps-réel.

Ces contraintes relèvent de l'ordre de l'informatique distribuée associée à l'automatique. Il s'agit, par exemple, de problèmes liés à l'implémentation d'algorithmes à l'aide d'un PC embarqué limité par la vitesse de son horloge, à la mesure du vecteur d'observation du système ou au partage du temps de cycle entre le calcul et l'acquisition des mesures.



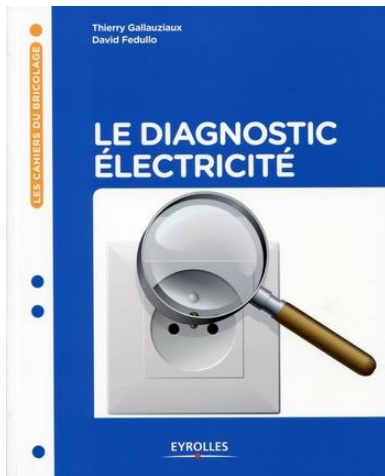
Chimie en microélectronique ; Traité RTA, série Micro et nano électronique et systèmes

LE TIEC Yannick

HERMES SCIENCE

La microélectronique est un monde complexe dans lequel plusieurs sciences comme la physique, l'électronique, l'optique ou la mécanique, contribuent à créer des nano-objets fonctionnels. La chimie est particulièrement impliquée dans de nombreux domaines tels que la synthèse des matériaux, la pureté des fluides, des gaz, des sels, le suivi des réactions chimiques et de leurs équilibres ainsi que la préparation de surfaces optimisées et la gravure sélective de couches spécifiques. Au cours des dernières décennies, la taille des transistors s'est considérablement réduite et la fonctionnalité des circuits électroniques s'est accrue. Cette évolution a conduit à une interpénétration de la chimie et de la microélectronique exposée dans cet ouvrage.

Chimie en microélectronique présente les chimies et les séquences utilisées lors des procédés de production de la microélectronique, des nettoyages jusqu'aux gravures des plaquettes de silicium, du rôle et de l'impact de leur niveau de pureté jusqu'aux procédés d'interconnexion des millions de transistors composant un circuit électronique. Afin d'illustrer la convergence avec le domaine de la santé, l'ouvrage expose les nouvelles fonctionnalisations spécifiques, tels que les capteurs biologiques ou les capteurs sur la personne.



Le diagnostic électricité

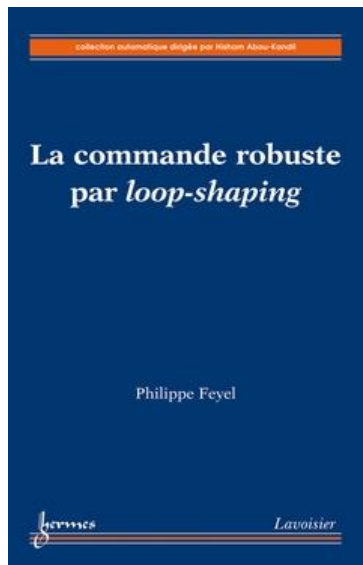
Thierry Gallauziaux, David Fedullo

EYROLLES

La plupart des installations électriques anciennes n'étant plus aptes à supporter les appareils modernes, il est devenu indispensable de faire établir le diagnostic de son installation. Désormais obligatoire avant toute transaction immobilière, le diagnostic électricité révélera les défauts auquel il faudra remédier.

Les questions de dépannage et de rénovation électriques venant sans cesse se poser, Thierry Gallauziaux et David Fedullo ont rassemblé ici tout ce qu'un propriétaire (bailleur ou vendeur) doit savoir. Ce petit livre pratique s'adresse aussi bien à nous tous puisque les règles élémentaires de sécurité y sont clairement décrites, avec la conduite à tenir.

A l'appui d'un jeu complet de fiches de contrôle (disjoncteur, prise de terre, tableau de répartition, etc.) il permet à chacun d'obtenir, à moindre frais, un diagnostic sans faille à l'heure où la réglementation impose à tous les propriétaires de mettre aux normes leur installation.



La commande robuste par loop-shaping

FEYEL Philippe

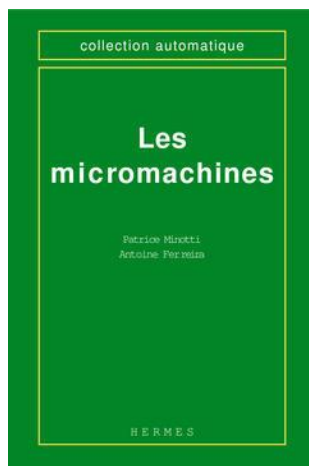
HERMES SCIENCE

L'approche loop-shaping consiste en l'obtention d'une spécification relative à la boucle ouverte de l'asservissement à partir de spécifications relatives à divers transferts en boucle fermée.

Parce qu'il est plus simple de travailler sur un unique transfert (la boucle ouverte) plutôt que sur une multitude de transferts bouclés, cette approche s'avère particulièrement adaptée au contexte industriel.

Cet ouvrage se concentre sur la déclinaison des spécifications de haut niveau vers une spécification de type loop-shaping, puis sur les techniques permettant d'intégrer pleinement cette démarche pour le calcul de correcteurs robustes et performants, en particulier par la synthèse H_∞ . Modelage de la boucle ouverte escomptée, la synthèse H_∞ par loop-shaping permet par ailleurs de stabiliser toute une boucle de modèles grâce à la notion de gap métrique, ce qui s'avère particulièrement intéressant pour la prise en compte de contraintes industrielles.

La volonté accrue de réaliser des asservissements à moindre coût et de plus en plus performants mène à l'optimisation de cette technique, la rendant indispensable à son domaine.



Les micromachines

MINOTTI Patrice , FERREIRA Antoine HERMES SCIENCE

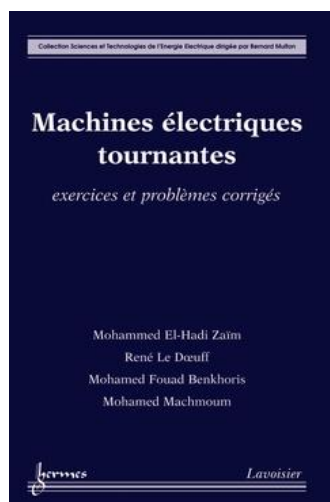
Les micromachines décrit les architectures et les phénomènes physiques exploitables à l'échelle du micron.

Premier ouvrage de langue française sur ce sujet, les auteurs ont tous deux travaillé sur ce domaine de pointe tant en France qu'au Japon, et ont de ce fait acquis une grande expérience de cette technologie.

Les deux premiers chapitres analysent les problèmes rencontrés lors de la miniaturisation des machines.

Les chapitres suivants sont consacrés principalement aux micromoteurs, composants clés des micromachines.

Un large panorama des technologies de micro fabrication aujourd'hui disponibles conclut cet ouvrage.



Machines électriques tournantes : Exercices et problèmes corrigés

ZAÏM M. E H, LE DOEUFF R, BENKHORIS M F,
MACHMOUM M. HERMES SCIENCE

Les conditions d'utilisation et de mise en œuvre des machines électriques sont en constante évolution : les génératrices s'adaptent aux nouvelles sources d'énergie et les moteurs sont associés à l'électronique de puissance et de commande, donnant des variateurs de vitesse utilisés dans tous les domaines de l'industrie, des transports et de la vie quotidienne.

Cet ouvrage propose des problèmes et des exercices en complément de Machines électriques tournantes : de la modélisation matricielle à la mise en œuvre par précédemment.

Il s'adresse principalement aux étudiants de second cycle universitaire et aux élèves ingénieurs.

Il est articulé en cinq chapitres structurés de la même façon : rappels des équations de base, des schémas équivalents et des méthodes de calcul suivis d'exercices et problèmes de difficulté croissante. Les chapitres sont illustrés, dans la plupart des cas, par des exemples d'utilisation industrielle



SAFRAN et l'avion « électrique » : un défi partagé avec le monde académique.

Olivier Gosselin.

SAFRAN Direction R&T

2, bd du Général Martial Valin, 75724 Paris Cedex 15

En fin de siècle dernier, la communauté scientifique s'est intéressée au concept d'avion plus électrique en remplaçant par exemple des fonctions hydrauliques ou mécaniques par des fonctions électriques, mais la portée de ces évolutions a vite atteint ses limites en ne conduisant pas à une optimisation globale des systèmes non propulsifs.

Est venu ensuite le concept d'avion tout électrique qui au-delà d'électrifier les charges, consiste à rationaliser les sources d'énergie à bord en privilégiant la source électrique. Ce système électrique global ouvre de nouvelles voies d'optimisation comme la récupération et le stockage d'énergie, une reconfiguration des systèmes plus aisée en cas de panne, une surveillance facilitée ou encore la maîtrise des défauts permettant de fonctionner en mode dégradé. Aujourd'hui le champ d'investigation s'élargit encore en explorant le domaine de la propulsion électrique qui nécessitera des efforts de recherche soutenus sur le long terme.

SAFRAN, équipementier et motoriste de premier rang est pleinement concerné par cette mutation technologique et s'y prépare depuis de nombreuses années. Un environnement de recherche SPEC (Safran Power Electronics Center) fortement lié au monde académique a été créé à cet effet et structure les travaux de recherche amont nécessaires à l'évolution des systèmes et produits du groupe.

C'est dans cet esprit que SAFRAN a soutenu pour la troisième fois consécutive, l'évènement JCGE (Jeunes Chercheurs en Génie Electrique) qui s'est tenu cette année à Saint Nazaire dans le cadre des journées SEEDS, en récompensant les 3 meilleures thèses.

Ont pu ainsi être récompensés cette année :

- Mr **Abdallah DARKAWI** (IES, Montpellier) qui a reçu le prix spécial du jury pour son travail intitulé « Convertisseur multicellulaire de puissance à ICT, modélisation et conception d'un module 1200 A, prototype 12 phases »
- Mr **Sylvain TORU** (AMPERE, Lyon) qui a reçu le prix à caractère fondamental pour son travail intitulé « Conception et réalisation d'une pince acoustique pour la manipulation de cellules »
- Mr **Amine MIRA** (FEMTO, Belfort) qui a reçu le prix à caractère industriel pour son travail intitulé « Modélisation multi-physique d'un système de réfrigération magnétique »

SAFRAN et la recherche en chiffres :

- 450 docteurs
- 150 doctorants travaillent chez Safran
- 10 thèses en génie électrique sont initiées chaque année.

Vers la conception optimale d'une électrification ferroviaire

Olivier BOSSI

SNCF Innovation & Recherche, 40 Avenue des Terroirs de France, 75611 Paris Cedex 12
G2ELab, UMR 5529 BP 46 - 38402 Saint-Martin-d'Hères Cedex

olivier.bossi@sncf.fr

Résumé : Ces travaux visent à optimiser le coût sur cycle de vie d'une infrastructure électrique ferroviaire en déterminant le meilleur compromis entre les coût d'investissement et le coût des pertes liées à l'exploitation de réseau. Un modèle quasi-statique du réseau électrique a été développé. Il intègre le cadencement des trains et le calcul des flux de puissance pour l'estimation des pertes. Un modèle économique simplifié a été utilisé pour calculer la section optimale de la ligne de contact ainsi que le positionnement des sous-stations. L'objectif de l'optimisation est d'avoir un coût minimal, tout en respectant certains critères normatifs. Les modèles développés ont permis d'utiliser un algorithme génétique pour l'optimisation.

1. Introduction

L'électrification des réseaux ferroviaires a permis d'améliorer leurs performances et de leur offrir une excellente compétitivité par rapport aux autres modes de transport. Ainsi, la traction ferroviaire électrique est aujourd'hui exploitée pour le transport urbain, régional, grande ligne et grande vitesse. Le dimensionnement des infrastructures d'électrification concerne principalement la caténaire et les sous-stations d'alimentation. Il est effectué pour les périodes de pointes du trafic par des études en simulation sur des logiciels comme ESMERALDA pour la SNCF [1].

Une évolution importante du trafic voyageurs est prévue dans les années à venir [2], ayant pour conséquence une demande énergétique croissante de la traction ferroviaire. Afin de répondre à cette nouvelle demande, une évolution des réseaux d'alimentation électrique ferroviaires est nécessaire. Dans ce contexte, il est envisagé une solution smart-grids, intégrant de nouveaux composants tels que de la production à base d'énergies renouvelables (éolien, hydraulique...), des éléments de stockage, ou des systèmes de conversion à base d'électronique de puissance [3] [4]. Cette évolution des réseaux électriques ferroviaires nécessite de nouvelles méthodes de conception capables de répondre aux problèmes soulevés par un niveau accru de complexité.

Dans ce cadre, nous proposons une approche de conception par optimisation. Grâce à une modélisation dédiée, elle prend en compte les éléments qui font la spécificité et la complexité du système ferroviaire : le

cadencement des trains, la récupération d'énergie de freinage et les architectures particulières des réseaux ferroviaires [5]. Les méthodes de modélisation et d'optimisation ont été appliquées sur un cas simplifié dans l'objectif de valider la méthodologie proposée. La première partie présente une méthode permettant d'écrire le modèle électrique du réseau ferroviaire. Elle prend en compte les caractéristiques topologiques de l'infrastructure et le déplacement des trains. Dans une deuxième partie, un modèle économique simplifié est présenté. Enfin, la troisième partie porte sur l'optimisation du problème. Ainsi, un algorithme génétique basé sur les théories de l'évolution [6] est employé pour déterminer la meilleure solution vis-à-vis du coût sur le cycle de vie de l'installation tout en respectant les contraintes d'exploitation.

2. Modélisation du système ferroviaire

Les réseaux d'alimentation ferroviaires présentent de nombreuses particularités vis-à-vis des réseaux électriques traditionnels. La plus remarquable est la mobilité des charges que constituent les trains. Cet aspect modifie la topologie du réseau et nécessite donc un modèle différent pour chacune des positions des trains. Ainsi, pour évaluer les pertes et l'évolution du plan de tension, le modèle du réseau ferroviaire doit pouvoir représenter successivement les circuits électriques correspondants aux différentes configurations.

2.1. Modélisation du réseau électrique

2.1.1. Principe méthodologique

Nous proposons une méthode qui permet de prendre en compte la mobilité des charges sur une ligne électrique. Celle-ci consiste à discrétiser la ligne pour créer un nombre suffisant de nouveaux nœuds dits mobiles. Ces derniers permettent le raccordement de chacun des trains qui circulent sur la ligne. Lorsqu'un nombre suffisant de nœuds est créé pour permettre le raccordement de tous les trains, la topologie de la ligne peut alors être fixée. La méthodologie repose alors sur une modification des valeurs des impédances afin de prendre en compte le déplacement des charges mobiles. Ces impédances, ainsi que les nœuds de raccordement correspondant aux différents trains, sont donc calculés en fonction de la position des trains. Cette méthodologie est décrite dans les paragraphes suivants, au travers d'un exemple simple.

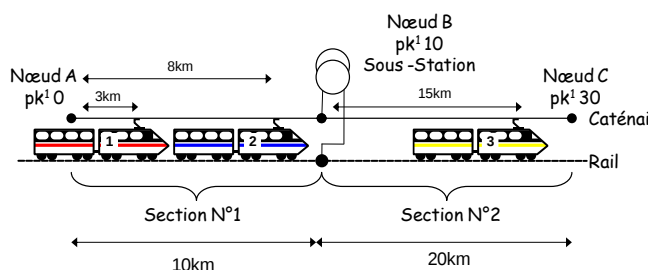


Figure 1 : Détermination des nœuds fixes

La Figure 1 présente cet exemple réseau ferroviaire avant la création des nœuds mobiles et l'écriture du circuit électrique correspondant. Cet exemple comporte deux sections¹ : la section 1 délimitée par les nœuds A et B, et la section 2 délimitée par les nœuds B et C. Ces nœuds correspondent aux points où des installations fixes, comme les sous stations² ou des interrupteurs de sectionnement, sont reliées à la caténaire.

Les lignes électriques sont modélisées par un réseau monophasé. Les impédances de la caténaire et du rail sont alors agrégées dans une seule impédance série. La possibilité de prendre en compte les éléments parallèles a été étudiée mais non exploitée. En effet, les longueurs de ligne et les niveaux de tension sont trop faibles pour que les éléments capacitifs aient un impact.

La Figure 2 décrit le réseau de la Figure 1 une fois que l'approche a été appliquée. Dans un premier temps, deux nœuds mobiles ont été créés par section (11, 12, 21 et 22). Ces nœuds correspondent au nombre maximal de trains pouvant être présents sur une section. A l'origine, ces nœuds sont géographiquement équidistribués. Les trains sont alors affectés aux nœuds

les plus proches de leurs positions. Cette approche pouvant affecter deux trains au même nœud, une procédure de résolution de conflit est ensuite exécutée afin de s'assurer que le nombre maximal de trains par nœud est égal à un.

Une fois les trains affectés aux nœuds, leur position étant connue, les valeurs des impédances peuvent être calculées à partir des longueurs de section entre deux nœuds et de l'impédance linéique $\bar{Z}_{km}$ de l'ensemble caténaire-rail.

Cette approche devant être appliquée à chaque déplacement d'un train, elle a été implantée sous forme d'un programme informatique. Celui-ci a été développé avec l'objectif d'apporter un maximum de généralité, pour pouvoir traiter un maximum de cas de réseaux ferroviaires.

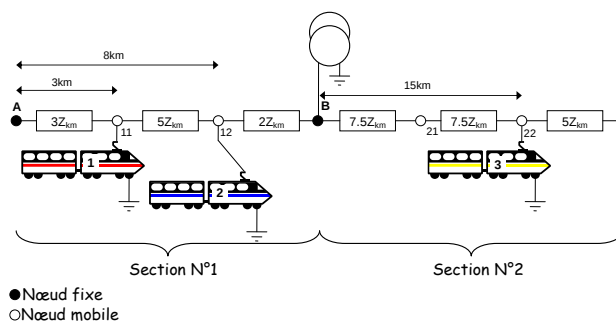


Figure 2 : Introduction des nœuds mobiles

2.1.2. Mise en équation du réseau électrique

La Figure 3 présente le circuit électrique correspondant au schéma d'alimentation ferroviaire de la Figure 2. La mise en équation du circuit électrique ainsi constitué est effectuée par une méthode nodale proche de celle utilisée par les logiciels de modélisation de circuit comme SPICE [7] [8]. La modélisation du réseau se fait en quasi-statique, supposant que pour chaque instant étudié le réseau est en régime permanent. Ceci nous permet de décrire les grandeurs du réseau en complexe.

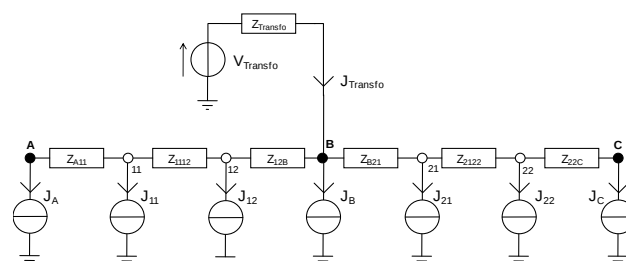


Figure 3 : Circuit électrique mis en équation

¹ Dans le domaine ferroviaire la position d'un système sur la ligne est définie selon le Point Kilométrique (PK).

² Point de connexion entre le réseau de transport ou de distribution et le réseau ferroviaire électrique.

Le circuit peut être mis en équation sous la forme matricielle suivante (voir Tableau 1):

$$[\bar{Y}][\bar{V}] = -[\bar{J}] \quad (1)$$

Où :

- $[\bar{Y}]$ est la matrice d'admittance, contenant à la fois l'information sur les impédances et la topologie du circuit ;
- $[\bar{V}]$ est le vecteur des tensions (inconnues) aux nœuds ;
- $[\bar{J}]$ est le vecteur des sources de courant nodales.

Par la suite, afin de simplifier l'écriture de la matrice $[\bar{Y}]$, on notera $\bar{Y}_n$ l'inverse de l'impédance d'indice n $\bar{Z}_n$:

$$\bar{Y}_n = \frac{1}{\bar{Z}_n} \quad (2)$$

La modélisation de la sous station par une source de tension se fait par ajout d'une équation supplémentaire (3).

$$V_B + J_{Transfo} \cdot Z_{Transfo} = V_{Transfo} \quad (3)$$

Où :

- V_B est la tension du nœud B ;
- $J_{Transfo}$ le courant fourni par le transformateur de la sous station ;
- $Z_{Transfo}$ l'impédance série du transformateur de la sous station ;
- $V_{Transfo}$ la tension à vide au secondaire du transformateur de la sous station.

Tableau 1 : Expressions de la matrice des admittances et des vecteurs des tensions et des sources de courant

Matrice des admittances							
$[\bar{Y}] =$	$\bar{Y}_{A11}$	$-\bar{Y}_{A11}$	0	0	0	0	0
	$-\bar{Y}_{A11}$	$\bar{Y}_{A11} + \bar{Y}_{1112}$	$-\bar{Y}_{1112}$	0	0	0	0
	0	$-\bar{Y}_{1112}$	$\bar{Y}_{1112} + \bar{Y}_{12B}$	$-\bar{Y}_{12B}$	0	0	0
	0	0	$-\bar{Y}_{12B}$	$\bar{Y}_{12B} + \bar{Y}_{B21}$	$-\bar{Y}_{B21}$	0	0
	0	0	0	$-\bar{Y}_{B21}$	$\bar{Y}_{B21} + \bar{Y}_{2122}$	$-\bar{Y}_{2122}$	0
	0	0	0	0	$-\bar{Y}_{2122}$	$\bar{Y}_{2122} + \bar{Y}_{22C}$	$-\bar{Y}_{22C}$
	0	0	0	0	0	$-\bar{Y}_{22C}$	$\bar{Y}_{22C}$
	0	0	0	0	0	0	0
Vecteur des tensions							
$[\bar{V}] =$							
$\begin{bmatrix} \bar{V}_A \\ \bar{V}_{11} \\ \bar{V}_{21} \\ \bar{V}_B \\ \bar{V}_{21} \\ \bar{V}_{22} \\ \bar{V}_C \end{bmatrix}$							

Vecteur des sources de courant

$$[\bar{J}] = \begin{bmatrix} \bar{J}_A \\ \bar{J}_{11} \\ \bar{J}_{12} \\ \bar{J}_B - \bar{J}_{Transfo} \\ \bar{J}_{21} \\ \bar{J}_{22} \\ \bar{J}_C \end{bmatrix}$$

2.1.3. Mise en équation des charges

Les trains sont modélisés par des sources de puissance active et réactive variant dans le temps. Leur mise en équation implicite est effectuée sous la forme d'une source de courant dépendant de manière non linéaire de la tension :

$$\begin{cases} \bar{V}_{T1} \bar{J}_{T1}^* = P_{T1} + jQ_{T1} \\ \bar{V}_{T2} \bar{J}_{T2}^* = P_{T2} + jQ_{T2} \\ \bar{V}_{T3} \bar{J}_{T3}^* = P_{T3} + jQ_{T3} \end{cases} \quad (4)$$

Où :

- $\bar{V}_{Ti}$ est la tension d'alimentation du train i ;
- $\bar{J}_{Ti}$ est le courant absorbé par le train i ;
- P_{Ti} et Q_{Ti} sont respectivement les puissances actives et réactives consommées par le train i .

2.1.4. Prise en compte du déplacement des charges

A partir de l'allocation des trains aux nœuds, la liaison des équations des trains aux équations du réseau se fait en introduisant une matrice d'interconnexion $[I]$. La taille de cette matrice est fixe et seulement ses valeurs changent en fonction de la position des trains. Pour la configuration présentée Figure 2, $[I]$ est donnée par (5).

$$[I] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

Le passage entre les valeurs des sources de courant du réseau ainsi qu'entre les tensions des nœuds et les tensions d'alimentation des trains se fait par les équations suivantes :

$$[\bar{J}'] = \begin{bmatrix} \bar{J}_A \\ \bar{J}_{11} \\ \bar{J}_{12} \\ \bar{J}_B \\ \bar{J}_{21} \\ \bar{J}_{22} \\ \bar{J}_C \end{bmatrix} = [I] \cdot [\bar{J}_{T1} \quad \bar{J}_{T2} \quad \bar{J}_{T3}] \quad \begin{bmatrix} \bar{V}_{T1} \\ \bar{V}_{T2} \\ \bar{V}_{T3} \end{bmatrix} = ([I] \cdot [\bar{V}])^T \quad (6)$$

Enfin, les différentes impédances sont calculées en fonction de la distance entre les nœuds et de l'impédance kilométrique de l'ensemble caténaire-rail $\bar{Z}_{km}$. Les valeurs des admittances pour la configuration de la figure 2 sont données par (7).

$$\begin{aligned} \bar{Y}_{A11} &= \frac{1}{3\bar{Z}_{km}} \quad \bar{Y}_{1112} = \frac{1}{5\bar{Z}_{km}} \quad \bar{Y}_{12B} = \frac{1}{2\bar{Z}_{km}} \\ \bar{Y}_{B21} &= \frac{1}{7.5\bar{Z}_{km}} \quad \bar{Y}_{2122} = \frac{1}{7.5\bar{Z}_{km}} \quad \bar{Y}_{22C} = \frac{1}{5\bar{Z}_{km}} \end{aligned} \quad (7)$$

2.1.5. Résolution des équations

Les équations (1), (2), (3) et (4) constituent un système d'équations non linéaire. Les inconnues sont alors la tension aux différents nœuds, ainsi que les courants dans les sources de puissance et les transformateurs. Leur détermination nécessite la résolution de ce système.

Pour effectuer cette résolution, un algorithme de type Newton-Raphson a été utilisé. Cet algorithme ne sachant travailler qu'avec des grandeurs réelles, les parties réelles et imaginaires des grandeurs complexes sont séparées.

Le circuit est étudié pour chaque point de fonctionnement, ces points étant définis par le cadencement des trains.

2.2. Modélisation dynamique simplifiée d'un train

Un modèle cinématique simplifié a été développé pour créer des « marches types » afin de générer les données d'entrée pour traiter le problème. L'objectif étant d'avoir une allure de courbe représentative et non des résultats précis, un nombre important de paramètres physiques n'a pas été considéré : le profil de la ligne est supposé plat, et les frottements sont négligés. Ces hypothèses conduisent à l'ensemble d'équations dynamiques suivant pour le train: la vitesse du train, l'accélération de celui-ci et la position du train

$$V_{t+\Delta t} = V_t + A_t \times \Delta t \quad (8)$$

$$Pos_{t+\Delta t} = Pos_t + V_t \times \Delta t$$

Où :

- V_t est la vitesse du train à l'instant t ;
- A_t est son accélération à l'instant t ;
- Pos_t est sa position à l'instant t ;

- Δt est le pas de temps choisis pour la simulation.

Il convient de préciser que dans le domaine ferroviaire, la marche du train est constituée des cinq phases suivantes :

- Phase 1, accélération à couple constant : celle-ci est fixée par la limite d'adhérence de la roue avec le rail, les limites de résistance mécanique de la transmission ou le courant maximal supporté par les moteurs de traction ;
- Phase 2, accélération à puissance constante : puissance limitée par les convertisseurs d'électronique de puissance alimentant les moteurs ;
- Phase 3, marche sur l'erre³ : aucun effort de traction n'est appliqué, le train avance sur son importante inertie ;
- Phase 4, freinage à couple constant : le couple est fixé par l'adhérence ou les performances des freins ;
- Phase 5, arrêt : le train est en stationnement.

La puissance électrique consommée par le train est considérée égale à la puissance mécanique à la jante, notée PM_t , correspondant à l'effort d'accélération ou de freinage, au rendement η de la chaîne de traction près. On y rajoute une puissance constante $PAux$ correspondant à la consommation des auxiliaires tels que la climatisation, les circuits de refroidissement, l'éclairage... Le calcul de cette puissance est donné ci-dessous :

$$PM_t = V_t \times A_t \times M \quad \text{avec} \quad (9)$$

$$\begin{cases} PE_t = PM_t \times \eta^{-1} + PAux \text{ si } PM_t > 0 \\ PE_t = PM_t \times \eta + PAux \text{ si } PM_t < 0 \end{cases}$$

Où :

- M est la masse du train.

Une hypothèse forte est que les performances du train ne dépendent pas de la tension d'alimentation. Le fonctionnement réel des trains limite puissance lorsque la tension atteint un seuil bas prévu par les normes [1].

Le profil de consommation ainsi que la marche du train présenté à la Figure 4, correspondant à l'application de ce modèle sur une ligne à caractéristique urbaine dont les vitesses sont modérées et les arrêts fréquents. Les caractéristiques d'une unité multiple (deux trains accouplés) à deux niveaux Z20500 ont servies de base pour la calibration de l'outil.

³ Les phases de marche sur l'erre sont déterminées à partir du logiciel MARECO développé par la SNCF depuis 1980.

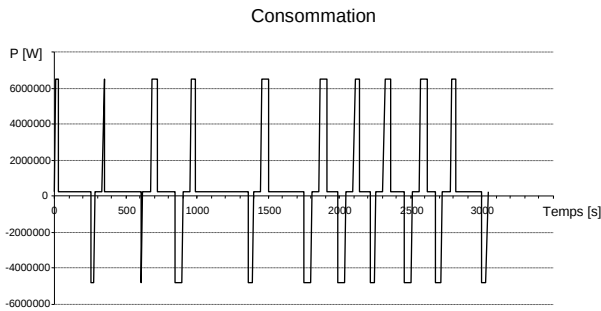


Figure 4a : Profil de puissance du train

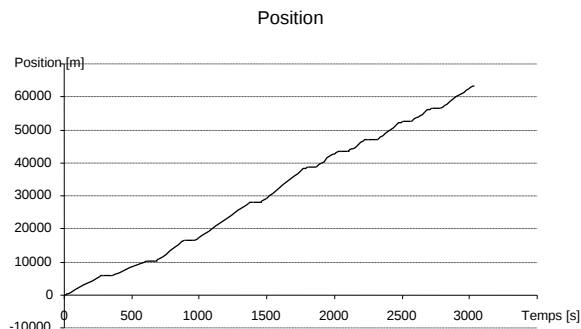


Figure 4b : Profil de marche du train

On y distingue bien les contraintes de modélisation des applications ferroviaires, que sont les variations rapides de puissance (de 0 à 6MW en une vingtaine de secondes), et, en même temps, la nécessité de simuler sur une longue durée (ici une heure).

2.3. Modélisation de l'ensemble du réseau et processus de simulation

Le pas de temps entre deux points de fonctionnement est choisi afin que la discrétisation du déplacement des trains n'apporte pas une erreur trop importante. Un pas de temps d'une seconde a été choisi. Au niveau des déplacements, cela correspond à un déplacement d'environ 25m pour un train de banlieue ou 75m pour un TGV en vitesse commerciale. Ceci est à opposer aux dimensions supérieures à la dizaine de kilomètre d'un réseau ferroviaire. Du point de vue de la dynamique, une accélération ou un freinage dure environ 30 secondes. Ce pas de temps permet donc de bien décrire ces deux phases. Le schéma du réseau électrique est alors calculé et résolu pour un ensemble de points de fonctionnement correspondant à la marche du train.

Une fois l'ensemble des configurations résolues, les résultats sont exploités afin de déterminer les informations utiles à l'optimisation. Cela concerne principalement les pertes dans les lignes et les niveaux de tension extrêmes atteints aux différents nœuds (utiles pour vérifier le respect des normes).

L'ensemble des étapes du processus de simulation est décrit sur la Figure 5.

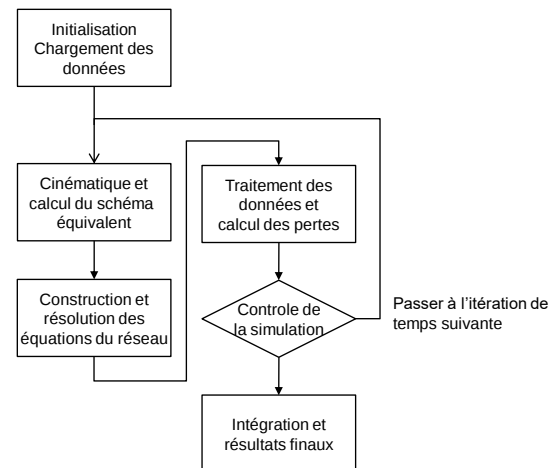


Figure 5 : Processus de simulation

Dans l'objectif d'une exploitation du modèle pour une démarche de conception optimale, le processus de résolution doit posséder de bonnes performances en termes de temps de calcul et de convergence. Dans le cas présenté dans le paragraphe 4, le temps de simulation est d'environ 5 secondes pour 3000 points de déplacement des trains.

3. Modèle économique

Le coût d'une infrastructure ou d'un équipement est généralement décomposé en deux parties :

- le coût d'investissement correspondant à son achat et à sa construction ;
- le coût d'exploitation correspondant aux frais engagés afin d'assurer son fonctionnement et sa maintenance.

Le coût d'investissement C_{inv} est composé d'une partie fixe représentant les frais fixes dus à son installation (main d'œuvre, immobilisation d'engins, terrassement...), et d'une partie variable proportionnelle à la quantité de matières premières utilisées. Dans notre cas, la partie variable correspondra au coût du cuivre nécessaire à la construction de la ligne électrique de contact de la caténaire.

Un modèle économique simplifié a été utilisé pour le coût d'exploitation. Le coût de l'énergie est représenté par une suite géométrique, afin d'intégrer son augmentation annuelle sur la durée de vie de l'infrastructure. L'équation (10) permet de déterminer le coût d'un Wh de pertes après N années

$$Cup_N = Cup_0 \frac{(1+a)^N - 1}{a} \quad (10)$$

Où :

- Cup_0 est le coût de l'énergie lors de la première année ;
- a est le taux d'actualisation correspondant à l'inflation annuelle du prix de l'énergie.

Le coût total de l'infrastructure est donc :

$$C_{total} = C_{inv} + Cup_N \quad (11)$$

4. Optimisation sur cycle

Notre approche a été testée sur une structure représentative d'une ligne urbaine électrifiée en 25kV alternatif [9]. Sa longueur est de 63,2km et elle comporte des arrêts espacés d'environ 5km. Le schéma de l'architecture étudiée est donné sur la Figure 6 :

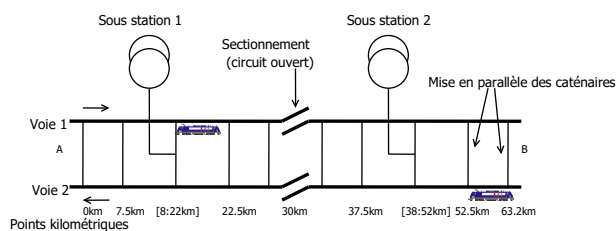


Figure 6 : Schéma du cas étudié

La ligne comporte deux sous-stations d'alimentations, ainsi qu'un ensemble de mises en parallèle entre les deux lignes. Deux trains circulant dans des directions opposées ont été modélisés. La combinaison d'un train faisant de nombreux arrêts avec un train circulant à vitesse constante permet d'étudier les effets d'une asymétrie des circulations. Les marches des trains et leurs consommations sont données sur la Figure 7 et les résultats de simulation associés sur la Figure 8. Le coût total sur le cycle de vie est supposé être la somme d'un coût fixe d'installation et du coût variable. Celui-ci est donné par (11).

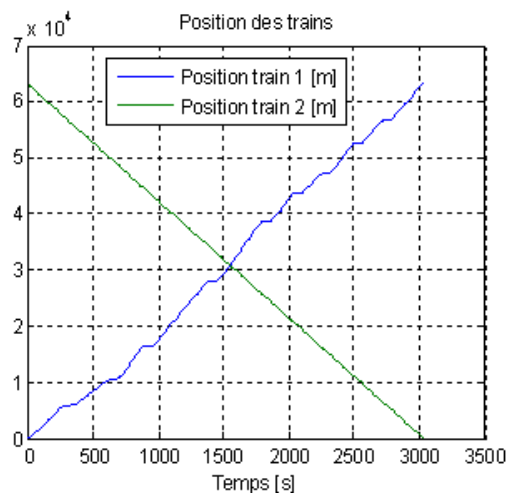


Figure 7a: Marche des trains

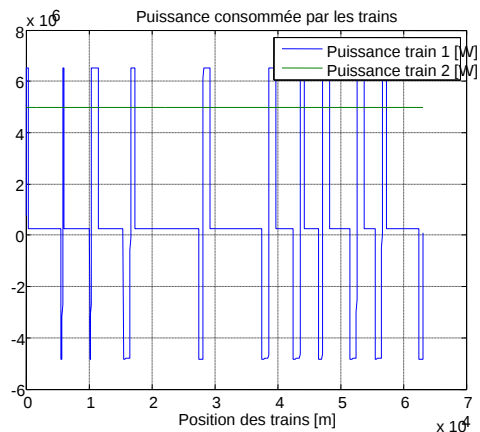
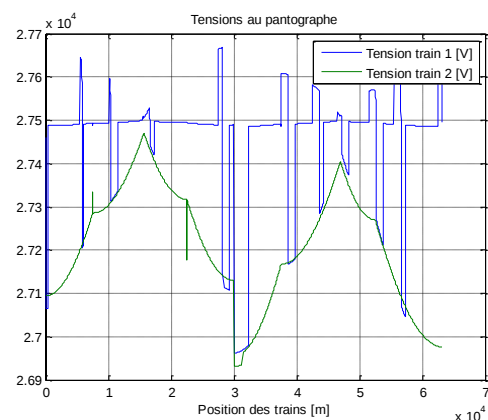
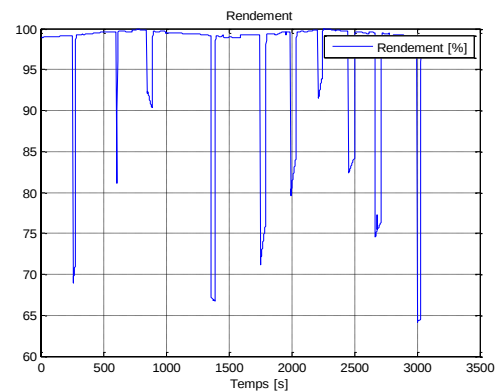


Figure 7b : Consommation des trains



Tension au pantographe des trains



Rendement de la caténaire

Figure 8 : Résultats de simulation

Le modèle a été implanté via l'environnement Java™ et intégré à la plateforme d'optimisation CADES sous la forme d'un composant logiciel [10]. L'utilisation d'algorithmes d'optimisation dits déterministes basés sur les dérivées du modèle étant impossible, celle-ci n'ayant pas été calculées, il a donc été choisi d'utiliser un algorithme génétique « Evolution Strategy » intégré dans CADES [11].

Les paramètres de l'optimisation sont donnés dans le tableau 2. Le paramétrage de l'algorithme ES est

présenté dans le Tableau 3 et les résultats sont fournis dans le Tableau 4. Enfin, l'évolution des solutions déterminées par l'algorithme génétique est donnée dans la Figure 9.

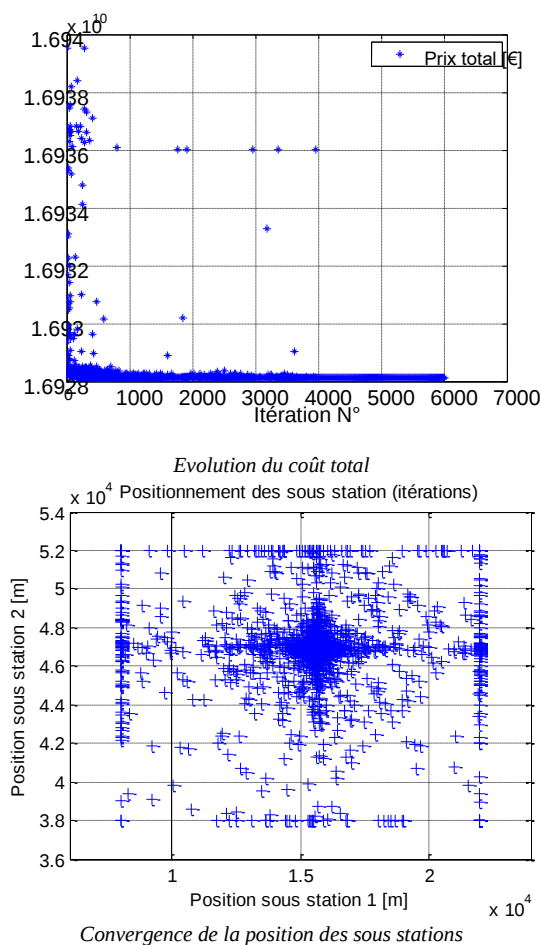


Figure 9 : Evolution des solutions

Tableau 2 : Paramètres de l'optimisation

Nombre de paramètres d'entrée : 11. Paramètres variables :	
Position de la sous-station 1	8km<pos1<22km
Position de la sous-station 2	38km<pos2<52km
Section de la caténaire	25mm ² <sect<250mm ²
Coût d'investissement fixe	10M€
Prix du cuivre	10€/kg
Coût initial des pertes	876€/kW/an
Pertes fixes	100kW
Durée de vie de l'installation	30 Ans
Taux d'actualisation	6%

Tableau 3 : Paramètres de l'algorithme génétique

Type d'optimiseur :	Evolutionary Strategy
Nombre de parents :	10
Nombre d'enfants :	60
Nombre de génération :	100
Sub optimum :	100

Tableau 4 : Résultats de l'optimisation

Position de la sous-station 1	16,2km
Position de la sous-station 2	47,4km
Section de la caténaire	100.9mm ²
Tension maximale	27582V
Tension minimale	26760V
Coût total :	16,9M€

L'optimisation a été effectuée sur une machine équipée d'un CPU Intel® Core™ i7 cadencé à 3.40GHz avec 4Go de RAM et exécutant le système d'exploitation Windows XP. Le temps de calcul est de l'ordre de 6h pour le paramétrage de l'algorithme génétique fourni dans le Tableau 3.

5. Conclusion et perspectives

Les simulations donnent des pertes faibles dans la ligne de contact. Ceci peut être expliqué par les niveaux de tension élevés par rapport à la puissance des charges modélisées, les pertes dans le système de caténaire étant inférieures à 1% de la consommation totale. Une des conséquences sur l'optimisation est que la sensibilité des pertes par rapport à la position des sous-stations est très faible. Le gain entre la position intuitive (au milieu des sections) et la position optimisée est alors pratiquement nul. Le seul paramètre ayant un impact significatif est la section de la caténaire. Toutefois, cette application a permis de valider les modèles retenus.

Ces travaux visaient à définir une nouvelle méthode de dimensionnement des réseaux d'alimentations ferroviaire. En utilisant un modèle du réseau électrique prenant en compte l'infrastructure et la circulation des trains, les pertes ont été évaluées sur un cycle de fonctionnement et la meilleure solution de dimensionnement a été obtenue pour un coût minimal.

Toutefois, on constate que les gains apportés par l'optimisation sont faibles. Cela peut être expliqué par l'impact réduit des pertes et le nombre réduit de degrés de liberté pour le dimensionnement dans le cas d'étude simpliste qui a été considéré. Des études sur des cas réels et apportant de nouveaux degrés de liberté par

l'ajout de production décentralisée, de stockage et d'électronique de puissance vont être réalisées dans le cadre du projet ANR CONIFER [12]. Les travaux présentés dans cet article constituent le premier pas dans cette direction. Ils valident la méthode proposée, basée sur la modélisation électrique du réseau ferroviaire ainsi que l'optimisation à l'aide de modèles dédiés.

6. Remerciements

Ces travaux ont été réalisés dans le cadre d'une convention CIFRE entre le G2ELab et la SNCF, et s'insèrent dans le projet CONIFER financé par l'Agence Nationale de la Recherche.

7. Références

- [1] C. Courtois, J. Coumel, "Traction électrique ferroviaire, Dynamique ferroviaire et sous-station", Techniques de l'Ingénieur, 2009, D5501.
- [2] SNCF, "Le TER en 2030". Dossier de presse du 17 juin 2008.
- [3] Faranda, R. & Leva, S., "Energetic sustainable development of railway stations", Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE, 2007, 1 -6
- [4] Hayashiya, H.; Yoshizumi, H.; Suzuki, T.; Furukawa, T.; Kondoh, T.; Kitano, M.; Aoki, T.; Ishii, T.; Kurosawa, N. & Miyagawa, T., "Necessity and possibility of smart grid technology application on railway power supply system Power Electronics and Applications (EPE 2011)", Proceedings of the 2011-14th European Conference on, 2011, 1-10
- [5] Chapas, P. & Petit, J.-M., "Dimensionnement du matériel roulant ferroviaire", Techniques de l'ingénieur, 2004, D5520.
- [6] H.Nguyen-Huu, B.Sareni, F.Wurtz, N.Retière, X.Roboam, "Comparison of self-adaptive evolution algorithms for multimodal optimization", OIPE'2008 (Optimization and Inverse Problem in Electromagnetism), Ilmenau, GERMANY, September 14 - 17, 2008.
- [7] Bryant, P., "The algebra and topology of electrical networks", Proceedings of the IEE - Part C: Monographs, 1961, 108, 215 -229
- [8] Ho, C.-W.; Ruehli, A. & Brennan, P., "The modified nodal approach to network analysis Circuits and Systems", IEEE Transactions on, 1975, 22, 504 – 509
- [9] White, R., "AC 25kV 50 Hz electrification supply design Railway Electrification Infrastructure and Systems", 2009. REIS 2009. 4th IET professional Development Course on, 2009, 93 -126
- [10] B. Delinchant, D. Duret, L Estrabaut, L. Gerbaud, H. Nguyen Huu, B. du Peloux, H.L. Rakotoarison, F. Verdier, F. Wurtz, "An Optimizer using the Software Component Paradigm for the Optimization of Engineering Systems", COMPEL, the international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering, Volume 26, Number 2, 2007, pp 368-379
- [11] HaJJI, O., "Contribution au développement de méthodes d'optimisation stochastiques. Application à la conception des dispositifs électrotechniques", Ecole Centrale de Lille, 2003[12] Nguyen-Huu, H.; Sareni, B.; Wurtz, F.; Retière, N. & Roboam, X., "Comparison of self-adaptive evolutionary algorithms for multimodal optimization", 10th International Workshop on Optimization and Inverse Problems in Electromagnetism (OIPE'2008), Ilmenau, Germany, 2008, 54-5
- [12] J. Pouget, P. Pankovits, O. Bossi, L. Gerbaud, N. Retiere, S. Brisset, C. Saudemont, B. Robyns, J.-P. Ricaud, V. Delcourt, G. Vrignaud, J. Chabas, "CONIFER Project : Innovative concept and tools for Future Electrical Infrastructure railway will integrate delocalized renewable production sources and storages systems", WCRR2013 (World Congress on Railway Research, Sidney, Australia, November 25-28, 2013

Transmission d'énergie sans contact dans le cadre de la « route électrique »

Antoine CAILLIEREZ^{1,2}, Daniel SADARNAC¹, Alain JAAFARI¹, Serge LOUDOT², Jeanne HOUIVET²)

¹ : Supélec – Plateau de Moulon – 91192 Gif sur Yvette cedex

² : Renault – 1, avenue du Golf – 78288 Guyancourt

antoine.caillierez@supelec.fr

Résumé : Cet article décrit un système envisageable pour pallier le principal problème des véhicules électriques routiers, à savoir leur manque d'autonomie. L'idée repose sur la transmission d'énergie sans contact entre la route et les véhicules roulant à grande vitesse. Le moyen envisagé est celui du couplage magnétique. Le couplage ne pouvant être idéal à une distance de l'ordre de 20 cm, l'électronique de puissance au sol et embarquée doit être conçue et dimensionnée pour optimiser le rendement tout en évitant toute communication entre route et véhicule. Nous pensons que le principe retenu, décrit dans cet article, est original. Les travaux présentés sont pour l'instant théoriques mais des maquettes à échelle réduite ont été construites et une Twizy est en cours d'équipement pour valider la théorie.

1. Introduction

Le principal handicap du véhicule électrique est son manque d'autonomie. Transférer en permanence l'énergie nécessaire à la progression d'un véhicule, depuis la route vers le véhicule en mouvement, résoudrait complètement le problème. Idéalement, chaque route devrait être équipée d'un dispositif assurant le transfert d'énergie sur toute sa longueur. Nous parlerons de « route électrique ». Une « petite » batterie serait suffisante à bord des véhicules pour les tronçons de route non équipés ou en panne.

Le coût des infrastructures nécessaires serait évidemment très élevé mais à la mesure de l'enjeu. En effet, il s'agit de supprimer tous les véhicules polluants et d'ouvrir de nouvelles perspectives pour les transports individuels, collectifs et de marchandises en rendant plus facilement réalisables certains concepts : conduite automatique pour davantage de sécurité, de confort et de rapidité, agrégation des voitures « en train » pour améliorer le Cx, suppression des caténaires pour les trains, tramways et trolleybus. Nous ne traiterons pas ici de *l'impact économique* pour nous concentrer sur l'aspect technique. Rappelons simplement qu'il a été possible de démarrer la couverture ferroviaire des pays industrialisés à une époque où les moyens techniques étaient pourtant balbutiants pour réaliser tous les terrassements, tunnels, ponts et viaducs nécessaires.

Il faudrait également assurer l'alimentation électrique des routes par la construction de nouveaux moyens de

transport et éventuellement de production : il s'agit de remplacer les carburants par un apport d'électricité. Nous ne traiterons pas ici de *l'impact énergétique*. Rappelons quand même que si la voiture électrique dotée d'une batterie venait à se développer, le même problème se poserait. Évidemment, les pertes existent : pertes mécaniques diverses dans les véhicules, déformation des pneus et surtout, à vitesse élevée, pertes aérodynamiques. La puissance consommée par une voiture roulant à 130 km/h sur autoroute horizontale en l'absence de vent est estimée à 20 kW environ. Ces pertes sont dues essentiellement au « mauvais » Cx des voitures actuelles. L'agrégation en train évoquée plus haut améliorerait sensiblement le bilan énergétique.

Différents moyens sont envisageables pour transférer de l'énergie à distance, en évitant donc tout contact glissant (peu fiable, inesthétique, voire dangereux). Nous nous sommes concentrés sur le **couplage magnétique** qui nous est apparu comme le plus facilement réalisable. Le principe est évident a priori (*figure 1*) : il s'agirait de noyer des bobines dans le revêtement des routes, sur toute leur longueur ou à distance, de les alimenter par des courants alternatifs, de récupérer l'énergie au moyen d'une bobine fixée au plancher de chaque véhicule. De nombreuses expériences de transfert d'énergie à distance ont été réalisées depuis celles de Tesla. Plus récemment, le MIT a abondamment publié sur la « Witricity », ce qui a déclenché un véritable engouement pour le sujet dans les milieux industriels et universitaires. Les tapis de

recharge d'appareils mobiles ont alors vu le jour. D'autres expériences, plus proches du concept de route électrique, ont été réalisées : par exemple, en 2010, la ville de Séoul a lancé l'expérimentation d'un véhicule électrique qui se recharge à courte distance et à faible vitesse. Le prototype appelé OLEV (On-Line Electric Vehicle) est utilisé dans un parc de la capitale [1]. Nous pouvons également citer, sans être exhaustif, Bombardier et son système d'alimentation sans contact pour bus et tramway Primove™ ainsi que de nombreuses expériences menées par l'université d'Auckland [2].



Figure 1 : Principe de la route électrique réversible

Notre but est de réaliser une première expérience de route électrique portant en germe les objectifs très ambitieux précédemment annoncés avec une vision à long terme. Pour cela, nous avons retenu quelques points clefs du cahier des charges qui nous sont apparus incontournables dans la conception du convertisseur :

- Fonctionnement possible à vitesse élevée : 130 km/h
- Pas de régulations ou de protections rapides basées sur un difficile échange d'informations entre la route et les véhicules roulant à vitesse élevée : en particulier, la tension du bus continu des voitures doit rester suffisamment stable et indépendante des variations de puissance pour éviter de la réguler en agissant sur l'alimentation au sol
- Pertes énergétiques minimales : en particulier, minimisation des courants dans les bobines du coupleur et commutation douce pour les semi-conducteurs
- Utilisation de composants classiques : bien que des progrès soient prévisibles, ils ne seront pas forcément très importants
- Structures de conversion simples en vue de leur duplication à très grande échelle
- Protection des équipements routiers et automobiles en cas de défaut

Il est évident que le guidage latéral est utile pour optimiser le rendement énergétique. Il permet aussi la conduite automatique. Nous l'avons donc supposé acquis dans ce qui suit. Seules, les bobines du sol se

situant en dessous d'un véhicule doivent être alimentées pour limiter le rayonnement magnétique de la route. Les parties métalliques d'un véhicule faisant face aux bobines du sol doivent être protégées par un blindage magnétique pour limiter les courants de Foucault. Ce même blindage est nécessaire pour protéger les occupants du véhicule. En outre, le blindage d'un véhicule permettant de canaliser le flux magnétique rayonné peut aussi être mis à profit pour un meilleur couplage entre bobines. De la même façon, le flux magnétique peut être canalisé au sol. L'optimisation de ces blindages-canalisation est en suspens mais n'est pas indispensable au démonstrateur.

2. Analyse du coupleur magnétique

A priori, les bobines au sol et les bobines embarquées doivent se situer dans des plans parallèles distants d'une quinzaine de centimètres au moins pour éviter les obstacles sur la route. Les bobines au sol doivent être de forme rectangulaire et juxtaposées (figure 2) pour éviter les discontinuités trop marquées de couplage pendant leur défilement sous le véhicule. La bobine embarquée, également rectangulaire, doit être la plus grande possible sans toutefois approcher les roues. Les dimensions relatives des bobines et leur constitution (nombre de spires, espacement, nature et forme des conducteurs) doivent être optimisées.



Figure 2 : Géométrie d'ensemble

Le nombre de bobines à alimenter au sol suivant la position du véhicule et la façon de les alimenter sont également à optimiser : une seule alimentation pour une seule bobine, ou une seule alimentation pour plusieurs bobines en série, ou plusieurs alimentations pour plusieurs bobines... Dans ce qui suit, nous considérerons qu'une seule bobine est alimentée par un seul convertisseur, cette bobine pouvant être une bobine au sol ou être équivalente à plusieurs bobines au sol juxtaposées et connectées en série. La figure 3 illustre à titre d'exemple l'équivalence de l'alimentation par un même courant i_l de deux bobines au sol de la figure 2.

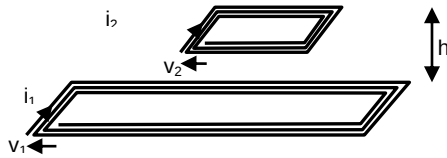


Figure 3 : Système étudié

En supposant que les divers blindages et autre circuits magnétiques ne soient pas saturés, en négligeant les courants induits autres que ceux dans les deux bobines, les effets des courants i_1 et i_2 se superposent. Il est toujours possible d'écrire :

$$v_1 = L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + M \cdot \frac{di_2}{dt} + r_1 \cdot i_1 \quad [1]$$

$$v_2 = L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} + M \cdot \frac{di_1}{dt} + r_2 \cdot i_2 \quad [2]$$

L_1 et L_2 sont les « inductances propres ». M est « l'inductance mutuelle ».

Cela mène classiquement au **schéma équivalent** de la figure 4. Ce schéma est dit « équivalent » car les relations [3] et [4] qui s'y appliquent ont la même forme que les relations [1] et [2] :

$$v_1 = l_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + L_M \cdot \frac{di_1}{dt} + L_M \cdot m \cdot \frac{di_2}{dt} + r_1 \cdot i_1 \quad [3]$$

$$v_2 = l_2 \cdot \frac{di_2}{dt} + m^2 \cdot L_M \cdot \frac{di_2}{dt} + L_M \cdot m \cdot \frac{di_1}{dt} + r_2 \cdot i_2 \quad [4]$$

l_1 et l_2 sont les « inductances de fuite partielles ». L_M est « l'inductance de magnétisation vue du primaire ». m est le « rapport de transformation ».

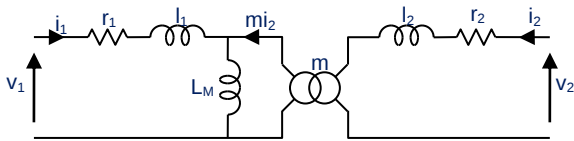


Figure 4 : Schéma équivalent du coupleur magnétique

L'identification des relations [1] et [3] d'une part, des relations [2] et [4] d'autre part, mène aux expressions suivantes :

$$l_1 + L_M = L_1 \quad L_M = M/m \quad [5]$$

$$l_2 + m^2 \cdot L_M = L_2 \quad l_1 = L_1 - M/m \quad [6]$$

$$m \cdot L_M = M \quad l_2 = L_2 - M \cdot m \quad [7]$$

Le schéma de la figure 5 est lui-même équivalent à celui de la figure 4 : les impédances situées au secondaire peuvent être « ramenées » au primaire.

$$i_1 \quad r_1 \quad l_1 \quad l_2/m \quad r_2/m2$$

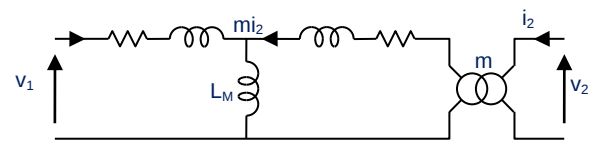


Figure 5 : Second schéma équivalent du coupleur magnétique

Les expressions [5], [6] et [7] n'imposent pas une valeur précise pour le rapport m , lequel peut donc être choisi quelconque. Il y a donc une infinité de combinaisons possibles. Il est usuel de choisir $m = M/L_2$ pour annuler l_2 ; l_1 devient ainsi « l'inductance de fuite totale vue du primaire ». Nous proposons plutôt de choisir m de telle façon que l_1 et $l_2/m2$ soient identiques (figure 6) pour une raison qui apparaîtra lors de la synthèse du convertisseur :

$$L_M = M \cdot \sqrt{L_1/L_2} \quad [8]$$

$$m = \sqrt{L_2/L_1} \quad \Rightarrow \quad l_1 = l_2/m^2 = L \quad [9]$$

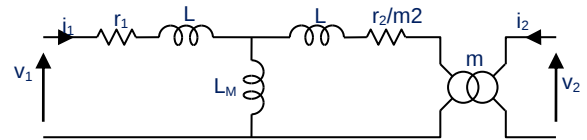


Figure 6 : Schéma équivalent retenu pour le coupleur magnétique

Les inductances de fuite L , l'inductance de magnétisation L_M et le rapport de transformation m sont calculables à partir des inductances propres L_1 et L_2 et de l'inductance mutuelle M , lesquelles dépendent des caractéristiques géométriques et des nombres de spires du coupleur. Par rapport à un transformateur habituel de l'électronique de puissance, il faut s'attendre à de fortes inductances de fuite dues à un couplage relativement médiocre « à distance ».

3. Conception du convertisseur dans son ensemble

Il est difficile d'utiliser un coupleur magnétique comme un transformateur dans une structure conventionnelle de convertisseur continu/continu à cause du mauvais couplage. Cela se traduirait par une forte inductance de fuite avec les conséquences habituelles : chute de tension aux bornes de la charge, surtensions aux bornes des semi-conducteurs... Les surtensions peuvent être évitées en choisissant des topologies en « bras de pont » ; la chute de tension d'origine inductive peut être compensée en partie par l'emploi de circuits capacitifs (résonance série...).

Certaines topologies désormais classiques s'utilisent déjà dans des applications de transmission sans contact comme l'alimentation par « transformateur tournant » de certaines parties mobiles de satellites [3].

Le convertisseur décrit dans cette référence met deux bras de pont en œuvre, l'un au primaire et l'autre au secondaire. Il permet une régulation fine de la tension de sortie avec une commande par déphasage entre bras, à fréquence fixe. Il n'est cependant pas réversible. Il pourrait le devenir en abandonnant la commutation douce, au détriment du rendement et de la compacité. Par ailleurs, le facteur de puissance n'est pas optimal au niveau des bras en tout point de fonctionnement, ce qui se traduit par un surdimensionnement des transistors, condensateurs et enroulements.

Pour son application à la route électrique, le convertisseur à concevoir, lui, peut être réversible dans le cas d'une charge statique. Il doit si possible fonctionner avec un facteur de puissance optimal et des commutations douces au niveau de chaque bras, sans commande complexe. Pour y parvenir, contrairement à l'habitude, nous pouvons relâcher les contraintes en ce qui concerne la régulation de la tension de sortie : nous avons cherché à concevoir un « **transformateur continu / continu** » délivrant une tension continue V_S indépendante autant que possible de sa charge, proportionnelle à la tension continue V_E de sa source d'énergie, sans contact électrique et sans échange d'informations entre la source et la charge.

Dans le cadre de la route électrique, la source continue serait distribuée au sol alors que la charge appartiendrait à chaque véhicule. La charge serait un chargeur de batterie, un chargeur en parallèle avec un ensemble onduleur / moteur, ou encore, idéalement, le seul ensemble onduleur / moteur. Nous pensons que les équipements automobiles vont évoluer dans cet ordre chronologique. Dans les trois cas de figure, la tension V_S n'a pas à être très précise puisqu'un convertisseur en aval gère la puissance embarquée. C'est pourquoi une simple relation de proportionnalité entre V_S et V_E peut suffire.

L'expérience acquise à Supélec [4] sur les convertisseurs compacts, réversibles, se comportant de manière exactement symétrique pour les deux sens de transit, nous a fait trancher en faveur d'une **topologie symétrique** : en l'occurrence, pour que le déphasage entre courant et tension soit nul des deux côtés, pour que les tensions d'entrée et de sortie demeurent proportionnelles l'une à l'autre sans contrôle délicat, il est intéressant de rendre symétrique la structure du

convertisseur et la commande des transistors. Dans un premier temps, nous avons simplement modifié en ce sens la topologie de la référence [3]. Cela mène directement au schéma de la *figure 7* avec un condensateur de compensation de part et d'autre du coupleur. Nous examinerons plus loin différents modes de réalisation.

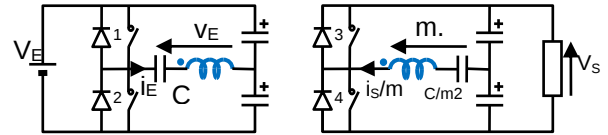


Figure 7 : Un premier exemple de réalisation du transformateur continu / continu

C'est le symbole du coupleur qui est représenté à la *figure 7*. Derrière ce symbole se cachent les principales caractéristiques et imperfections du coupleur. Le schéma équivalent retenu pour le coupleur est celui de la *figure 6*. Le schéma équivalent à la partie centrale du convertisseur (coupleur + compensation) est donné à la *figure 8*. Sa symétrie justifie pourquoi les capacités des deux condensateurs de la *figure 7* doivent être dans le rapport $m/2$.

Le fonctionnement est illustré à la *figure 9* par trois diagrammes de Fresnel (ce qui suppose une analyse par la méthode du « premier harmonique », en ne retenant que la composante fondamentale des tensions v_E et v_S). Le premier est relatif à une fréquence quelconque, supérieure à la fréquence de résonance des circuits LC, telle que l'impédance Z soit inductive : un déphasage important est attendu au niveau de chaque bras (entre i_E et v_E d'une part, i_S et v_S d'autre part). Le second diagramme est relatif à une fréquence inférieure à la fréquence de résonance, telle que Z soit capacitive : le déphasage peut être bien plus faible. Selon cette même hypothèse, le troisième diagramme est construit pour une fréquence très particulière, telle que les déphasages soient nuls.

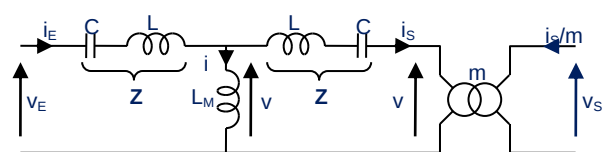


Figure 8 : Schéma équivalent à la partie centrale du convertisseur

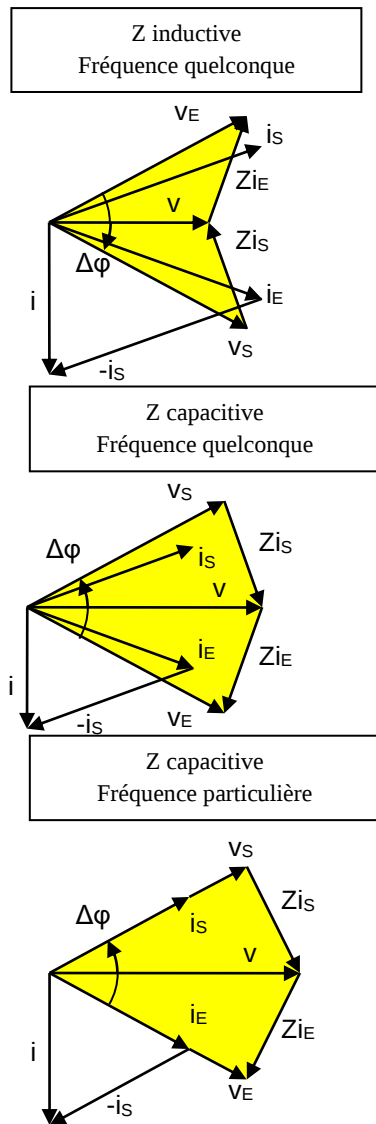


Figure 9 : Trois points de fonctionnement possible – Le troisième est idéal

Le troisième diagramme de Fresnel est parfaitement symétrique. Cela se démontre de la manière qui suit. Tout d'abord la surface de chaque triangle situé de part et d'autre de l'axe v donne une image de la puissance P qui transite par le convertisseur : base proportionnelle à $i_{E\text{efficace}}$ ou à $i_{S\text{efficace}}$ pour Z donnée à fréquence donnée ; hauteur proportionnelle à v_E efficace ou à v_S efficace. Les deux triangles sont donc de même surface. Ensuite, il s'agit de triangles rectangles avec une hypoténuse commune. Les deux triangles sont donc symétriques. Les tensions v_E et v_S sont donc égales. Les tensions continues V_E et V_S sont dans le rapport m . Nous parlerons (abusivement) de rapport de transformation. Un avantage consiste en l'indépendance de la tension recueillie V_S en fonction du couplage, lequel est très variable dans le cadre de la route électrique.

Le diagramme de Fresnel idéal de la figure 9 correspond à un seul point de fonctionnement : une puissance donnée qui fixe les courants i_E et i_S ; une fréquence donnée qui fixe les modules des impédances Z et de l'impédance de L_M . **Il convient donc de modifier la fréquence de fonctionnement selon la puissance appelée par la charge.** Nous proposons la méthode suivante : **le bras secondaire peut être commandé en redresseur synchrone**, ce qui annule automatiquement le déphasage secondaire ; les transistors du secondaire peuvent même être supprimés si la réversibilité des transferts d'énergie n'est pas requise ; le bras primaire peut être commandé avec un rapport cyclique fixe de 50% en agissant sur la fréquence pour asservir le déphasage primaire à 0. Une autre façon de procéder consiste à **faire commuter les transistors du primaire à leur « zéro de courant » pour constituer un système auto-oscillant.**

En résumé : Pour atteindre l'objectif de réversibilité, deux bras dotés de transistors sont nécessaires. L'un d'eux doit fonctionner en redresseur synchrone ; l'autre doit fonctionner en « onduleur synchrone » : chacun est commuté au passage par zéro du courant qu'il délivre. Celui au sol est connecté à un bus continu de tension imposée. Celui du véhicule est connecté à un bus continu embarqué dont la tension « recopie » celle du bus au sol, indépendamment de la puissance et du sens de transit. Les facteurs de puissance sont idéaux, ce qui minimise les pertes par conduction. Les commutations se font « à zéro de courant », ce qui minimise les pertes par commutation.

Nous allons maintenant démontrer que deux modes de fonctionnement sont possibles, avec des limites d'utilisation, et que des problèmes technologiques sont à prévoir. Pour cela nous allons raisonner sur la forme du diagramme de Fresnel idéal. Il présente une particularité démontrée à la figure 10 : le rapport de l'impédance Z et de l'impédance de magnétisation est égal à un rapport géométrique BC/OC . Cette propriété est exploitée en marge de la figure 11 pour déterminer simplement l'évolution des diverses grandeurs (courants, puissance P) lorsque la fréquence diminue depuis la fréquence de résonance du circuit LC (f_1) jusqu'à une fréquence minimale (f_5) en passant par une fréquence particulière (f_3). Le diagramme idéal ne peut être construit que pour une fréquence comprise entre ces limites. Celui tracé correspond toujours à une puissance P positive. Pour P négative, il suffit de permuter v_E et v_S , de remplacer i_E par $-i_S$ et inversement.

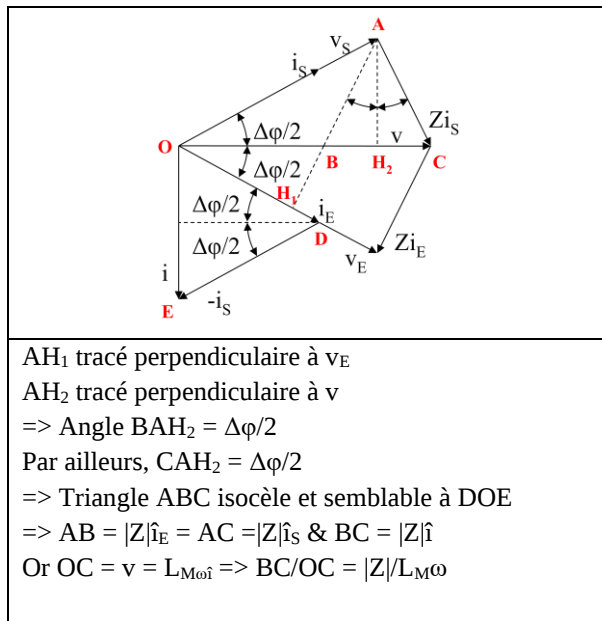


Figure 10 : Une propriété du diagramme idéal quant au rapport des impédances Z et $L_M\omega$

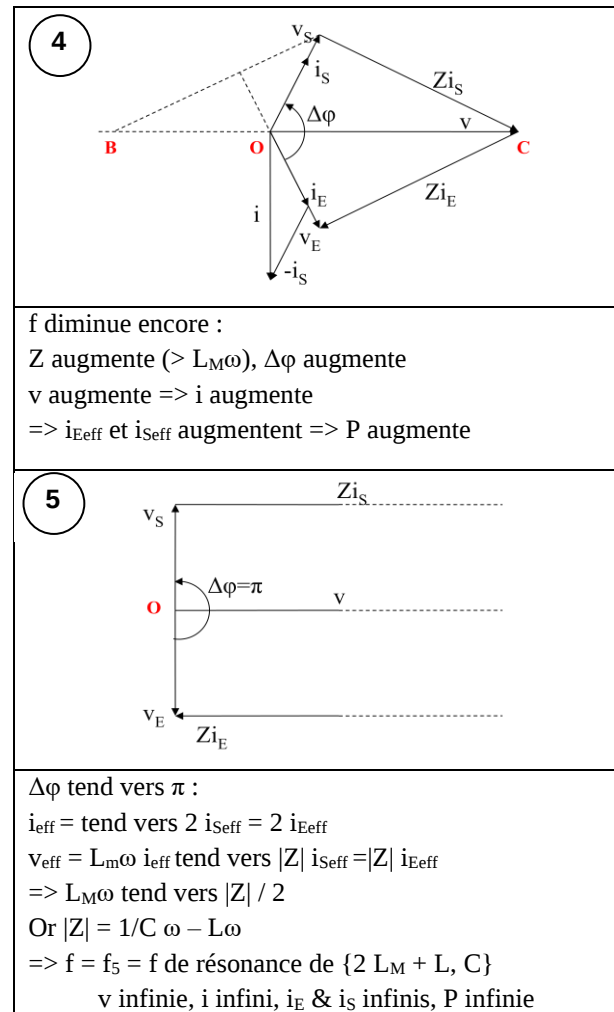
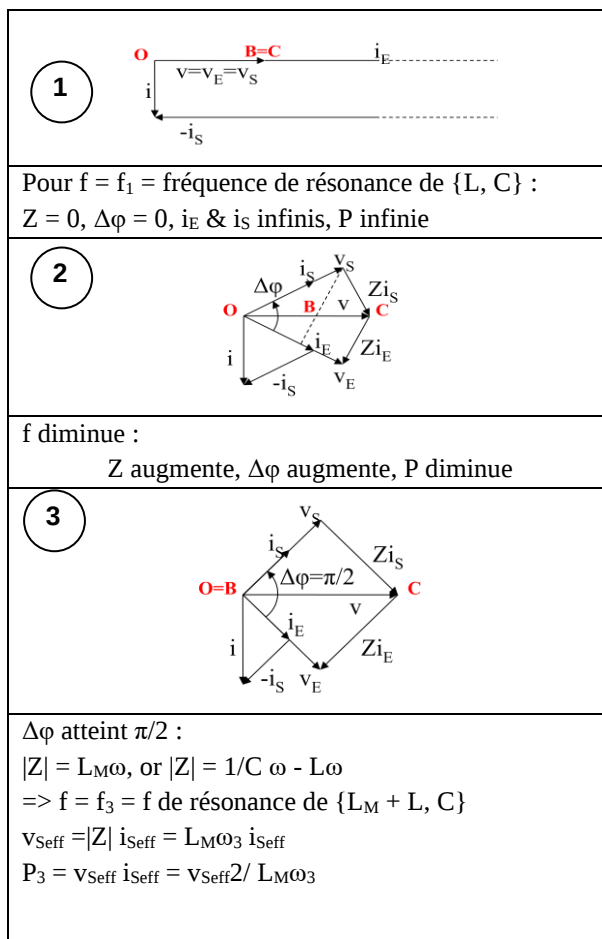


Figure 11 : Diverses formes du diagramme de Fresnel idéal, la fréquence diminuant

Limites d'utilisation : La symétrie du diagramme de Fresnel idéal de la figure 9 laisse entendre que les amplitudes des courants i_E et i_s sont identiques. Logiquement, si le courant i_E n'est pas nul, alors un courant i_s doit circuler. Or cela ne peut pas être vrai « à vide », c'est-à-dire lorsque le convertisseur ne débite aucune puissance : le courant i_s est alors nul tandis que le courant i_E dans L, C et L_M (figure 8) est fixé par la tension v_E imposée et par la fréquence. Il existe donc une puissance « minimale » en dessous de laquelle le fonctionnement optimal est impossible quelle que soit la fréquence. Cela se retrouve autour du point de fonctionnement n°3 illustré à la figure 11.

La mise en équations du système permet de tracer précisément l'évolution de la puissance en fonction de la fréquence pour une application numérique donnée (figure 12) : $L_M = 0,16 L_1$. Il s'avère que les fréquences f_1, f_3 et f_5 sont relativement proches. Cela provient du mauvais couplage qui se traduit par des inductances de fuite L relativement fortes. Il s'avère également que la

puissance minimale est très légèrement différente de P_3 .

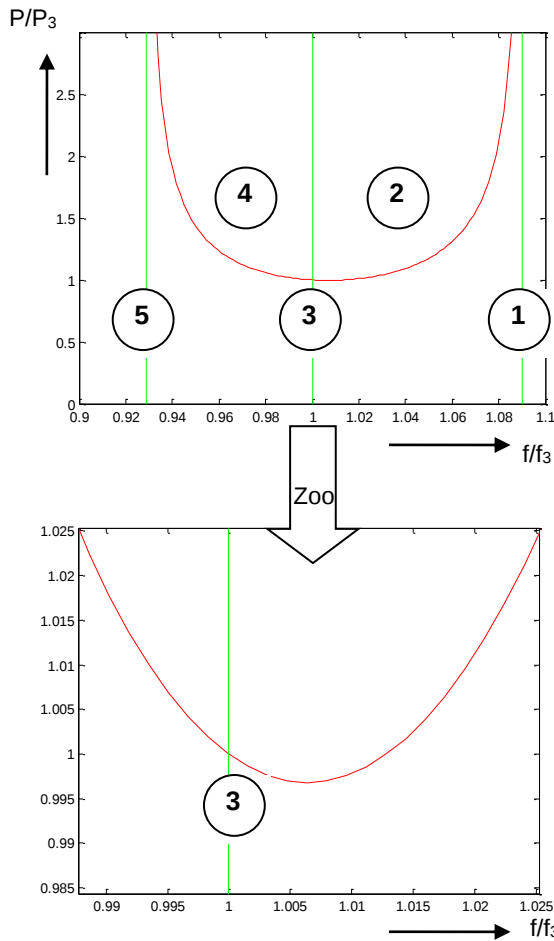


Figure 12 : Tracé de P en fonction de f pour une application numérique réaliste

Problèmes technologiques : Les condensateurs connectés en série avec les enroulements du coupleur servent à compenser les chutes de tension dues aux inductances de fuite L . Ils doivent même supporter une tension supérieure à ce qui serait nécessaire pour une stricte compensation car les impédances Z de la figure 8 doivent être capacitives. Nous verrons plus loin que les condensateurs constituent ainsi le principal problème technologique à résoudre. Pour les points de fonctionnement n°4 et 5 illustrés à la figure 11, c'est-à-dire aux plus basses fréquences envisageables, la tension est maximale aux bornes des impédances Z , donc maximale aux bornes des condensateurs. Pour cette raison, nous avons choisi de faire fonctionner le système à des fréquences comprises entre f_1 et f_3 .

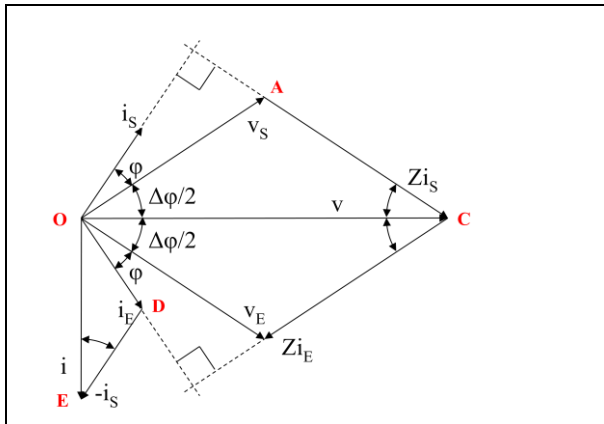
Variantes de mise en œuvre : Le convertisseur doit être utilisé différemment afin d'assurer un fonctionnement à faible puissance ou à vide. Nous avons recensé 3 autres moyens d'action sur les bras pour réguler la tension de sortie, tous différents de

celui déjà décrit et étant utilisables à toute puissance, notamment à faible puissance. Par contre, la tension V_S n'étant plus la recopie de la tension V_E , le fonctionnement global est différent de celui illustré par le diagramme de Fresnel idéal de la figure 9. En particulier, les facteurs de puissance ne sont plus égaux à 1 et les commutations ne se font plus à courant nul : les déphasages φ_E et φ_S entre courants et tensions, en entrée et en sortie, ne sont plus nuls. Les moyens d'action :

- a- Imposer φ_E et φ_S nuls : c'est le moyen déjà décrit qui mène à la recopie de tension tant que la puissance est suffisante ; la fréquence est résultante.
- b- Imposer la fréquence au primaire et agir sur φ_S pour réguler V_S ; φ_E est résultant.
- c- Imposer φ_E nul et agir sur φ_S pour réguler V_S ; la fréquence est résultante.
- d- Imposer φ_S nul et agir sur φ_E pour réguler V_S ; la fréquence est résultante.

Le moyen d est difficilement envisageable car il nécessite une transmission d'information du véhicule vers la route. Le moyen c permet d'obtenir un fonctionnement optimal au primaire au détriment d'un facteur de puissance très dégradé au secondaire. Nous avons retenu le moyen b pour relayer le moyen a car il partage équitablement les contraintes au primaire et au secondaire. Nous avons alors choisi une fréquence proche de f_3 car elle dépend de la somme $L_M + L$, laquelle représente l'inductance propre du coupleur, indépendante du degré de couplage. C'est important car le couplage diminue lorsque les enroulements du primaire et du secondaire se décalent l'un par rapport à l'autre lors de l'avancée du véhicule. Le diagramme de Fresnel correspondant à la fréquence f_3 est tracé à la figure 13.

Comme nous l'avons déjà remarqué, ce moyen b mène à des commutations dures (figure 14). Cependant, compte tenu des signes des déphasages, le recouvrement inverse des diodes n'intervient jamais, ce qui est appréciable : les diodes se bloquent toujours avec un courant dont la décroissance est parfaitement contrôlée. Par ailleurs, rappelons que ce moyen ne doit être utilisé qu'à faible puissance, ce qui limite les pertes.



OE perpendiculaire à OC
 DE perpendiculaire à AC
 => Angle OED = OCA
 $f = f_3 \Rightarrow L_M \omega_3 = |Z| \Rightarrow OC = |Z| \hat{i}$
 => Triangle OCA semblable à OED
 => Triangle OCA isocèle
 => $v_{Seff} = |Z| i_{Seff} = L_M \omega_3 i_{Seff}$
 => $P = v_{Seff} i_{Seff} \cos \phi = v_{Seff}^2 \cos \phi / L_M \omega_3$
 Remarque 1 : i_{Seff} indépendant de P
 (= i_{Seff} nécessaire pour $P = P_3 = v_{Seff}^2 / L_M \omega_3$)
 Remarque 2 : $\Delta \phi + \phi = \pi/2$
 => $\Delta \phi = \pi/2$ si $P = P_3$; $\Delta \phi = 0$ si $P = 0$

Figure 13 : Diagramme de Fresnel à fréquence fixe = f_3

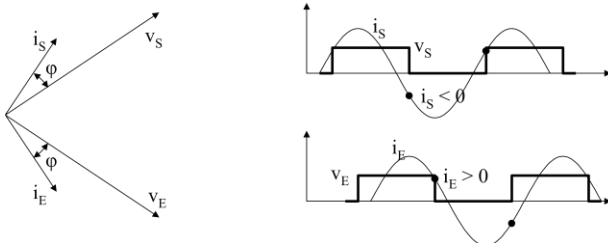


Figure 14 : Commutations dures à faible puissance

D'autre part, ce moyen b n'entraîne pas de surdimensionnement des condensateurs. C'est le moyen a, dans ses points de fonctionnement n°2 à 3 qui fixe les contraintes en tension : La figure 15 illustre ce point pour une application numérique particulière : $L_M = 0,16 L_1$.

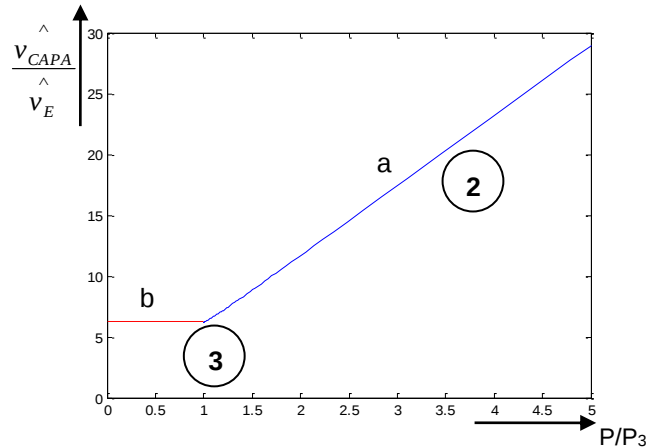


Figure 15 : Tension supportée par les condensateurs selon la puissance et le mode de fonctionnement

En introduisant le coefficient k de couplage, il est possible d'exprimer l'amplitude maximale de la tension aux bornes des condensateurs :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad L_M = M \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = k \cdot L_1$$

$$L = L_1 - L_M = (1 - k) \cdot L_1$$

$$\hat{v}_{CAPA} = \frac{\hat{i}_s}{C\omega}$$

Avec $\hat{i}_s = \frac{2 \cdot P}{\hat{v}_s}$ et $\omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$ à Puissance élevée

$$\Rightarrow \hat{v}_{CAPA_MAX} \approx \frac{2 \cdot P_{MAX}}{\hat{v}_s} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$P_3 = \frac{\hat{v}_s^2}{2 \cdot L_M \cdot \omega_3} = \frac{\hat{v}_s^2}{2 \cdot L_M} \cdot \sqrt{(L_M + L) \cdot C}$$

$$\Rightarrow \hat{v}_{CAPA_MAX} \approx \hat{v}_s \cdot \frac{P_{MAX}}{P_3} \cdot \frac{\sqrt{(L_M + L) \cdot L}}{L_M} = \hat{v}_s \cdot \frac{P_{MAX}}{P_3} \cdot \frac{\sqrt{1-k}}{k}$$

Afin de minimiser le dimensionnement des condensateurs, il est donc possible d'agir sur deux paramètres : choisir P_3 élevée, mais alors le fonctionnement n'est pas optimal sur une gamme de puissance plus étendue, ou maximiser le coefficient de couplage. Nous avons privilégié cette solution. Trois pistes :

- Augmenter autant que possible la mutuelle => Optimiser les dimensions des boucles en regard
- Réduire autant que possible les inductances propres => Élargir et séparer les conducteurs
- Utiliser des matériaux magnétiques pour canaliser le flux

Nous avons exploré ces trois pistes par simulation numérique et par l'expérimentation. Il s'avère que le coefficient de couplage est meilleur si les enroulements sont carrés et de dimensions identiques. L'intérêt de remplacer les fils ronds par des rubans de cuivre et celui de séparer les conducteurs par une certaine distance se confirment. C'est ainsi que pour une

distance de couplage de 15 cm et des dimensions d'enroulements n'excédant pas 60 cm, nous avons pu faire progresser le coefficient de couplage de 0,16 (celui qui a servi à tracer les *figures 12 et 15*) à 0,32. L'utilisation de ferrites a permis d'atteindre 0,5. Nous poursuivons l'optimisation de manière à minimiser les variations du coefficient de couplage lorsque les enroulements se décalent.

Nous équipons actuellement une Renault Twizy fonctionnant sur le principe de la recopie de tension. Ainsi, le véhicule prélève sur la route l'énergie qui lui est nécessaire, à concurrence d'une puissance minimale. En deçà de cette puissance, il est nécessaire de passer du mode de fonctionnement n°2 au mode de fonctionnement n°3 (*figure 12*). Le dimensionnement, la mise en œuvre et les résultats validant la théorie seront développés dans un prochain article.

4. Conclusion

L'objectif de cet article est de présenter un système de transfert d'énergie sans contact adapté à l'automobile et conçu pour un fonctionnement en roulant, avec un contrôle embarqué de la puissance. Une méthode d'étude par diagramme de Fresnel des circuits mutuellement couplés a été présentée. Dans cette étude, un mode de fonctionnement particulier, exploitant le phénomène de bifurcation [5] du circuit, a été détaillé. Ce mode de fonctionnement permet, à partir d'une certaine puissance minimale, d'avoir d'une part une recopie de tension entre le primaire et le secondaire mais également un transfert de puissance autorégulé. En effet, il a été démontré qu'avec un onduleur synchrone, les puissances au primaire et au secondaire sont identiques, aux pertes près.

Ces résultats se retrouvent aisément en simulation, et sont en cours d'expérimentation sur un véhicule Twizy. Les travaux futurs porteront sur la mise en œuvre et la vérification des modes de fonctionnement, en statique mais également en roulant, avec une topologie d'alimentation spécifique de la route, qui permettra d'alimenter uniquement la bobine sous le véhicule.

Références

- [1] J. Huh, S. Lee, C. Park, G. H. Cho, and C. T. Rim, "High performance inductive power transfer system with narrow rail width for On-Line Electric Vehicles," in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE, 2010, pp. 647–651.
- [2] H. H. Wu, C. T. Rim, J. T. Boys, G. Covic, and F. Risch, "Conference on Electric Roadway and Vehicles (CERV) Tutorial," presented at the CERV 2012, Utah (USA).
- [3] D. Sadarnac, D. Schwander, and W. Abida, "Transmission de puissance sans contact : étude d'un convertisseur résonnant série à redressement contrôlé," in Électronique de Puissance du Futur, Toulouse, 2004.
- [4] D. Sadarnac, Du composant magnétique à l'électronique de puissance, Éditions Ellipses.
- [5] C.-S. Wang, G. A. Covic, and O. H. Stielau, "Power Transfer Capability and Bifurcation Phenomena of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems," *Ieee Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 1, pp. 148–157, Feb. 2004.

Gestion d'énergie pour locomotive électrique hybride basée sur la logique floue d'ordre 2 par approche génétique évolutionnaire

Jérôme BAERT¹, Samir JEMEI², Didier CHAMAGNE¹, Daniel HISSEL¹,
Dominique HEGY², Samuel HIBON²

¹Université de Franche-Comté, FEMTO-ST Département Energie UMR CNRS 6174, Belfort

²Alstom Transport, 3 avenue des Trois Chênes, 90000 Belfort

jerome.baert1@gmail.com, samuel.hibon@transport.alstom.com

Résumé : Les véhicules électriques hybrides sont aujourd'hui considérés comme la solution la plus prometteuse quant aux problèmes liés à la crise de l'énergie ainsi qu'à la pollution environnementale. Afin d'améliorer à la fois les performances des véhicules et permettre une diminution des émissions polluantes, cet article présente un projet de recherche mettant en œuvre l'utilisation de la logique floue d'ordre 2 pour la gestion d'énergie d'une locomotive électrique hybride développée par Alstom Transport. Le système est équipé de batteries, de super condensateurs et d'un groupe électrogène diesel. Une stratégie de gestion d'énergie, basée sur un contrôleur flou d'ordre 2 dont les paramètres sont optimisés par un algorithme génétique, est présentée. Cet algorithme génétique a pour but de minimiser la consommation de carburant et l'émission de polluants.

1. Introduction

Les véhicules diesel sont équipés de chaînes de traction classiques (moteur thermique, boîte de vitesse, transmission). Ce système n'est pas optimal pour des moyens de transport qui connaîtraient des démarrages et/ou des arrêts fréquents. Ces systèmes sont très souples d'utilisation puisqu'ils peuvent fournir un large panel de puissance (déplacements à vitesse réduite et démarrages en côte, dépassements). Leur utilisation à faibles régimes correspond cependant aux pires rendements. Les voitures, les bus circulant en zones urbaines de forte densité mais également l'utilisation de locomotives de fret pour le transport de marchandises sont soumis à ces conditions de trafic et en sont donc des exemples. L'hybride apparaît donc comme un compromis entre véhicule électrique à faible autonomie et véhicule diesel conventionnel. Cette étude est focalisée sur une locomotive électrique hybride embarquant des batteries, des super condensateurs et un groupe électrogène. La difficulté d'utilisation d'un tel système réside dans la gestion des éléments en présence selon l'état physique réel de la locomotive électrique hybride (accélération, freinage, état de charge des sources secondaires...) ainsi que les caractéristiques relatives à chaque élément (dynamique, réversibilité...). Il est donc nécessaire de définir et de développer une stratégie performante de gestion d'énergie. Ce travail de recherche présente le développement d'une stratégie de gestion d'énergie basée sur un contrôleur flou d'ordre 2 dont les paramètres sont obtenus par un algorithme génétique. La recherche est réalisée au sein de l'équipe SHPAC

(Systèmes Hybrides et Systèmes Pile à Combustible) du département Energie au laboratoire FEMTO-ST. L'architecture de la locomotive électrique hybride est tout d'abord présentée dans cet article puis la stratégie de gestion d'énergie ainsi que la mise en œuvre de l'algorithme génétique sont abordés. Enfin, l'article présente les résultats de simulation, les conclusions et les perspectives.

2. Architecture de la locomotive électrique hybride.

La structure de la locomotive électrique hybride étudiée (figure 1) est représentée figure 2. Le système est composé de :

- Super condensateurs : cette source réversible permet de fournir et d'absorber d'importantes puissances à des dynamiques rapides. Elle possède donc une importante puissance massique. Sa faible résistance interne et sa faible tension en font un élément rapidement chargeable/déchargeable avec un haut rendement.
- Accumulateurs électrochimiques : Ils sont destinés à stocker l'énergie électrique afin de pouvoir l'utiliser ultérieurement. Ils fonctionnent grâce aux réactions électrochimiques de leurs électrodes, qui assurent la conversion de l'énergie électrique en un processus chimique réversible. Cette source possède une importante énergie massique et assure le stockage d'énergie et les dynamiques lentes du système.
- Groupe électrogène [1] : le groupe électrogène constitue la source primaire de l'engin. Il

s'agit d'un dispositif autonome capable de produire de l'électricité. La plupart des groupes sont constitués d'un moteur thermique qui actionne un alternateur. Les unités les plus puissantes sont mues par des turbines à gaz ou de gros moteurs Diesel. L'autonomie du véhicule n'est limitée que par la taille de son réservoir de carburant. De plus, il ne permet pas la récupération d'énergie et assure avec les accumulateurs électrochimiques les dynamiques lentes des sollicitations de la locomotive.

- Rhéostat de freinage : Leur emploi est très répandu lorsque le réseau d'alimentation n'est pas apte au freinage par récupération et il est naturellement utilisé dans le cas de tractions autonomes. Il en existe deux principaux types : les rhéostats à convection naturelle et les rhéostats à ventilation forcée. En d'autres termes, le rhéostat de freinage permet de dissiper le surplus d'énergie si nécessaire.
- Capacité centrale bus : il s'agit d'un condensateur qui va permettre d'imposer une tension dite « bus » commune à toutes les sources et éléments embarqués dans la locomotive.

La difficulté d'utilisation de ce système est de pouvoir gérer les échanges de puissance entre les sources en présence selon leur état physique et celui de la locomotive électrique hybride [2]. Il est donc nécessaire de définir et de développer une stratégie de gestion d'énergie.



Figure 1 : Locomotive électrique hybride

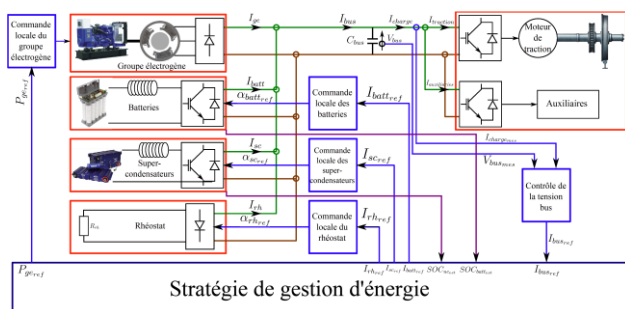


Figure 2 : Architecture de la locomotive électrique hybride

3. Stratégie de gestion d'énergie.

Dans notre cas d'étude, la puissance requise par le système est composée d'après la figure 2 de la puissance demandée par les auxiliaires (éclairage, chauffage... - $P_{\text{auxiliaires}}$) et de la puissance requise pour assurer la traction (P_{traction}). La puissance de la mission (P_{mission}) à fournir est définie selon l'équation (1).

$$P_{\text{mission}} = P_{\text{auxiliaires}} + P_{\text{traction}} \quad (1)$$

Cette puissance doit être fournie par la source primaire (le groupe électrogène - $P_{\text{groupe électrogène}}$) et les sources secondaires (accumulateurs électrochimiques et super condensateurs - $P_{\text{batteries}}$ et $P_{\text{supercondensateurs}}$) selon l'équation (2).

$$P_{\text{mission}} = P_{\text{groupe électrogène}} + P_{\text{batteries}} + P_{\text{supercondensateurs}} + P_{\text{rhéostat}} \quad (2)$$

Dans l'équation (2), la puissance relative au rhéostat ($P_{\text{rhéostat}}$) intervient également dans le bilan, s'il est nécessaire de dissiper un surplus de puissance. La stratégie de gestion d'énergie est un algorithme qui va orchestrer la répartition de la puissance au sein de la locomotive électrique hybride de manière optimisée. La gestion d'énergie implantée définit les états de charge de référence des batteries et des super condensateurs respectivement selon l'accélération et la vitesse de la locomotive (équations 3 et 4) [3].

$$\text{SOC}_{\text{battref}} = \text{SOC}_{\text{battmax}} - \left| \frac{\dot{v}_{\text{veh}}}{\dot{v}_{\text{max}}} \right| (\text{SOC}_{\text{battmax}} - \text{SOC}_{\text{battmin}}) \quad (3)$$

$$\text{SOC}_{\text{scpreff}} = \text{SOC}_{\text{scpmax}} - \frac{v_{\text{veh}}}{v_{\text{max}}} (\text{SOC}_{\text{scpmax}} - \text{SOC}_{\text{scpmin}}) \quad (4)$$

avec $\text{SOC}_{x\text{-ref}}$ l'état de charge de référence, $\text{SOC}_{x\text{-max}}$ les états de charges maximum et minimum admis par l'élément considéré, v_{veh} la vitesse ($\dot{v}_{\text{veh}}$ l'accélération) du véhicule et v_{max} ($\dot{v}_{\text{max}}$ l'accélération maximale) la vitesse maximale de l'engin. x représente le cas batt pour les batteries ou scp pour les super condensateurs. De même, deux facteurs de limitation sont utilisés afin de ne pas dépasser ces états de charge minimum et maximum. Enfin, la puissance de la mission est séparée en hautes et basses fréquences par l'intermédiaire d'un filtre passe bas. Les puissances hautes fréquences sont fournies par les super condensateurs et celles basses fréquences, à la fois par les batteries et le groupe électrogène.

Pour compléter cette stratégie de gestion d'énergie, la logique floue est utilisée. Il s'agit d'une méthode appartenant à la catégorie des techniques dites en ligne. Les algorithmes appartenant à cette catégorie fonctionnent en temps réel mais proposent des solutions qui ne sont pas forcément optimales. Elles ont pour principe d'opérer une optimisation en tenant compte du système étudié dans sa globalité et de négliger certaines contraintes afin d'alléger le processus d'optimisation. Contrairement aux techniques hors lignes, elles ne nécessitent pas d'une

connaissance a priori du profil de mission. Parmi ces méthodes peuvent être également citées les réseaux de neurones, le contrôle prédictif et la transformée en ondelettes. Ici, l'utilisation de la logique floue permet de développer une solution où le profil de mission n'est pas connu a priori, où les conditions réelles de conduite sont prises en compte en travaillant à partir d'informations du type vitesse, accélération, état de charge, appels de puissances.

Le contrôleur flou développé possède deux entrées et une sortie [4]. La première entrée (dP) correspond à la différence entre la puissance requise par la mission et la puissance délivrée au même instant par le groupe électrogène (équation 5). La division de cette différence par la puissance maximum requise par la mission permet de normaliser cette entrée. Elle a pour but d'assurer l'apport principal en énergie de l'engin.

$$dP = \frac{P_{\text{mission}} - P_{\text{GE}_{\text{mes}}}}{P_{\text{mission}_{\text{max}}}} \quad (5)$$

La seconde entrée (e_{batt}) est la différence entre l'état de charge estimé des batteries et un état de charge de référence défini par l'équation 3. Elle a pour but d'assurer le maintien de l'état de charge des batteries. La sortie du contrôleur flou (dP_{GE}) est la variation relative de puissance appliquée au groupe électrogène. Elle permet donc d'augmenter ou de diminuer la puissance fournie au système. Le contrôleur est représenté en figure 3. Pour des raisons de généralisation, les entrées et la sortie du contrôleur sont normalisées entre $[-1 ; +1]$. Les fonctions d'appartenance utilisées sont des triangles ou des trapèzes et sont au nombre de sept par entrée/sortie. La table d'inférence (table I) compte alors 49 règles.

Table 1 : Table d'inférence

$dP \downarrow$	$e_{\text{batt}} \rightarrow$	FN	MN	PN	Z	PP	MP	FP
FN	FN	FN	FN	FN	MN	MN	PN	Z
MN	FN	FN	FN	MN	MN	PN	Z	PP
PN	FN	MN	MN	PN	Z	PP	MP	MP
Z	MN	MN	PN	Z	PP	MP	MP	FP
PP	MN	PN	Z	PP	MP	MP	FP	FP
MP	PN	Z	PP	MP	MP	FP	FP	FP
FP	Z	PP	MP	MP	FP	FP	FP	FP

« FN – Fortement Négatif », « MN – Moyennement Négatif », « PN – Peu Négatif », « Z – Zéro », « PP – Peu Positif », « MP – Moyennement Positif », « FP – Fortement Positif ».

Exemple : SI dP est FP ET e_{batt} est FP ALORS dP_{GE} est FP. SI la puissance délivrée par le groupe électrogène est fortement inférieure à la puissance requise par la mission ET si les batteries doivent être « fortement » rechargées ALORS la puissance délivrée par le groupe électrogène est fortement augmentée.

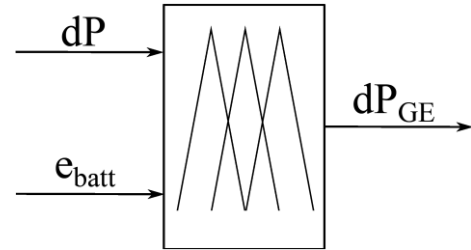


Figure 3 : Structure du contrôleur flou

4. Logique floue de Type-2 et optimisation des paramètres du contrôleur flou

La logique floue d'ordre 2 ainsi que l'algorithme génétique ont été développés en collaboration avec le département des sciences informatiques et d'électronique de l'Université d'Essex à Colchester en Angleterre.

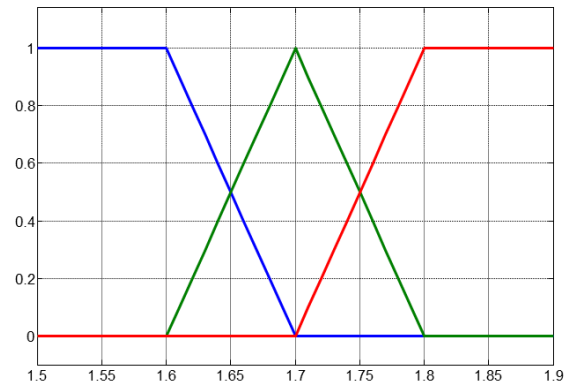


Figure 4 : Ensemble flou de Type-1

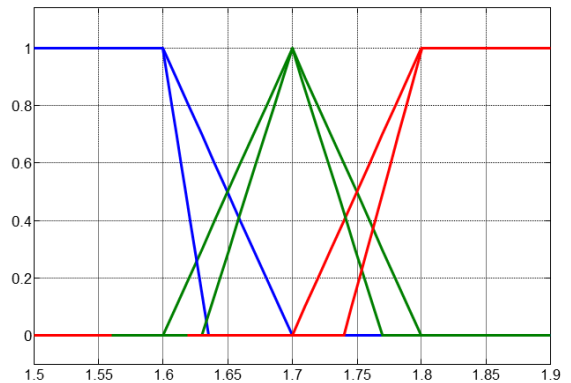


Figure 5 : Ensemble flou de Type-2

4.1 Logique floue de Type-2

Le concept des ensembles flous type-2 a été introduit ([5], [6]) comme extension du concept de l'ensemble flou ordinaire appelé ensemble flou type-1. Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance floue. La valeur d'appartenance des éléments de l'ensemble est un intervalle $[0 ; 1]$. Lorsqu'il est difficile voire impossible de déterminer ces degrés d'appartenance d'un élément à un ensemble par 0 ou 1, le type-1 intervient (figure 4). De même, lorsque la

détermination des fonctions d'appartenance floues par des réels dans $[0 ; 1]$ s'avère compliquée, le type-2 intervient (figure 5) [7].

Pour cette étude, le but est de déterminer les paramètres de 21 fonctions d'appartenance puisque le contrôleur possède deux entrées et une sortie associées à 7 fonctions d'appartenance chacune. Un algorithme génétique a donc été développé afin d'optimiser la position de ces 21 fonctions d'appartenance.

4.2 Algorithme génétique

La définition des paramètres d'un contrôleur flou est réalisée par un algorithme génétique [8]. Il a la particularité de s'inspirer de l'évolution des espèces dans leur cadre naturel. Les espèces s'adaptent à leur cadre de vie qui peut évoluer, les individus de chaque espèce se reproduisent, ils créent de nouveaux individus, certains subissent des modifications de leur ADN et d'autres disparaissent. Un algorithme génétique va reproduire ce modèle d'évolution dans le but de trouver des solutions pour un problème donné. Les termes utilisés sont donc empruntés au monde de la biologie et de la génétique. Dans notre cas, une population sera un ensemble d'individus (ensemble des paramètres des fonctions d'appartenance à optimiser). Un individu sera donc une solution au problème donné qui est ici, la minimisation de l'utilisation du groupe électrogène. Un gène sera une partie d'une solution, donc d'un individu. Une génération est une itération de notre algorithme. Un algorithme génétique va faire évoluer une population dans le but d'en améliorer les individus. A chaque génération, un ensemble d'individus sera mis en avant. Les étapes de l'algorithme développé sont les suivantes (figure 6) :

- Les chromosomes ou individus sont générés aléatoirement. Les contrôleurs flous correspondant sont synthétisés et les valeurs de la fonction d'évaluation (fonction fitness) sont calculées pour chacun de ces contrôleurs. Il est important de bien définir la fonction fitness car elle permet d'évaluer les performances de chaque individu par rapport au problème donné. Dans cette étude, cette fonction est directement liée à la minimisation de la consommation de carburant de la locomotive électrique hybride, en améliorer l'autonomie et en réduire les émissions de polluants. Cette fonction va donc minimiser l'utilisation de la source primaire (groupe électrogène) et maximiser l'utilisation des sources secondaires (batteries et super condensateurs) (équation 6).

$$\max \left(\int_0^{t_{\text{mission}}} |P_{\text{batt}}(t)| dt \right) + \max \left(\int_0^{t_{\text{mission}}} |P_{\text{scp}}(t)| dt \right) + \min \left(\int_0^{t_{\text{mission}}} P_{\text{GE}}(t) dt \right) \quad (6)$$

- L'étape des contraintes consiste à vérifier que les batteries et les super condensateurs sont chargés en fin de mission. Si tel est le cas, l'algorithme passe à l'étape suivante sinon l'individu correspondant est éliminé et un nouveau est synthétisé puis testé de nouveau. La précision utilisée est de 0.1%, c'est-à-dire que par exemple, si l'état de charge des batteries en fin de mission est inférieur à 89.9% (maximum autorisé dans la stratégie de gestion d'énergie : 90%) alors l'individu n'est pas validé. Il aurait été possible d'introduire des pénalités sur les individus selon le résultat obtenu sur cet état de charge final. Cependant, ces pénalités viendraient dégrader les résultats obtenus au niveau de la fonction fitness. En effet, cette dernière a pour but de minimiser l'utilisation du groupe électrogène. Or, la recharge des batteries n'est possible (figure 11) que par l'intermédiaire du groupe électrogène. Pénaliser une « mauvaise recharge » des batteries revient à pénaliser une « bonne utilisation » du groupe électrogène.
- L'étape de sélection utilise une méthode biaisée par tournoi [9]. Elle consiste à sélectionner aléatoirement et deux par deux les chromosomes ou individus de la population initiale. Leurs valeurs respectives de la fonction fitness sont comparées. Celui possédant la plus grande valeur est sélectionné et l'autre est éliminé. Afin de maintenir et favoriser la diversité des individus, la sélection est biaisée. En fin de phase de sélection, une population dite sélectionnée et de moitié la taille de la population initiale est obtenue.
- Le croisement permet à présent de recombinaison les caractéristiques génétiques de la population sélectionnée [10]. Mathématiquement, les individus sélectionnés sont couplés deux par deux et donnent deux enfants. Cela permet de se ramener à une population finale de la taille de la population initiale. Si $[a_i, b_i, c_i]$ et $[a_j, b_j, c_j]$ sont deux parents et p une variable aléatoire comprise dans $[0,1]$, deux chromosomes enfants sont synthétisés (équation 7).

$$\begin{cases} \text{enfant}_1 = p \times [a_i, b_i, c_i] + (1 - p) \times [a_j, b_j, c_j] \\ \text{enfant}_2 = p \times [a_j, b_j, c_j] + (1 - p) \times [a_i, b_i, c_i] \end{cases} \quad (7)$$

- Enfin, la mutation modifie avec une très faible probabilité (entre 0.001 et 0.01) la valeur d'un ou plusieurs valeurs des gènes des individus. De la diversité et du bruit sont alors introduits

au sein même de la population et assurent l'atteinte d'un maximum global, dans le cas d'un nombre infini d'itérations.

Cette dernière population est sauvegardée en tant que génération et les étapes précédentes sont répétées pour donner naissance aux futures générations d'individus.

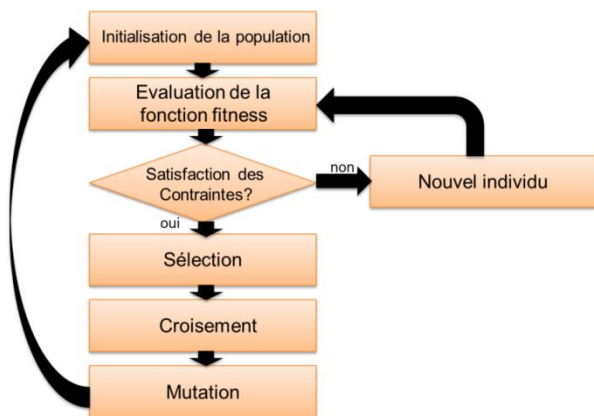


Figure 6 : Structure de l'algorithme génétique développé

5. Résultats de simulation

5.1. Algorithme génétique

Les figures 7, 8 et 9 représentent les fonctions d'appartenances obtenues par l'algorithme génétique. L'ensemble des fonctions membres (entrées et sortie) qui sont au nombre de 21 ont nécessité :

- pour les deux entrées (dP – Figure 7 et e_{batt} – Figure 8), 35 paramètres chacune pour définir leur 7 fonctions d'appartenance respectives (2 entrées $\times$ 7 fonctions d'appartenance $\times$ 5 paramètres par fonction),
- pour la sortie (dP_{GE} – Figure 9), 14 paramètres ont été nécessaire pour définir les 7 fonctions d'appartenance (1 sortie $\times$ 7 fonctions d'appartenance $\times$ 2 paramètres par fonction).

Ainsi constitués, les individus de l'algorithme génétique ont une taille de 84. La figure 10 représente le contrôleur flou de type-2 optimum généré. La sortie du contrôleur (dP_{GE}) y est représentée en fonction des deux entrées (dP et e_{batt}). Ce contrôleur flou est chargé dans la stratégie de gestion d'énergie du système étudié puis testé.

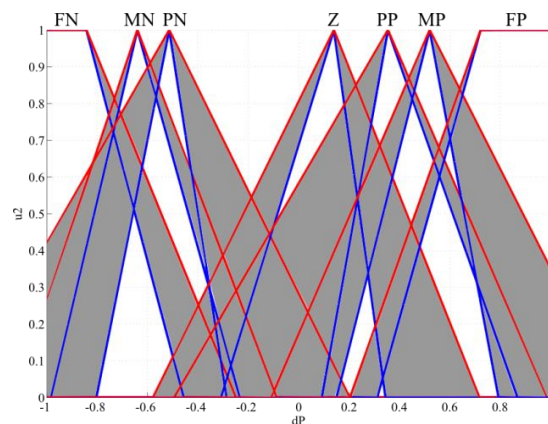


Figure 7 : Fonctions d'appartenance de l'entrée 1

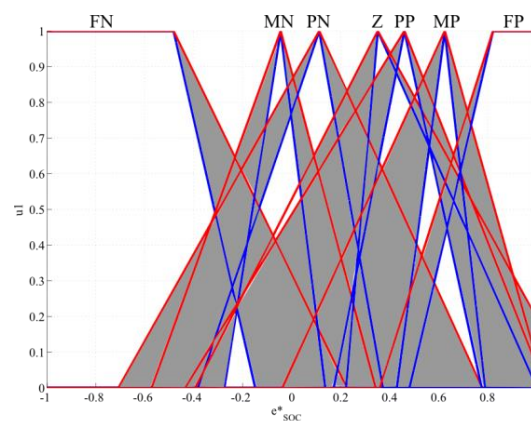


Figure 8 : Fonctions d'appartenance de l'entrée 2

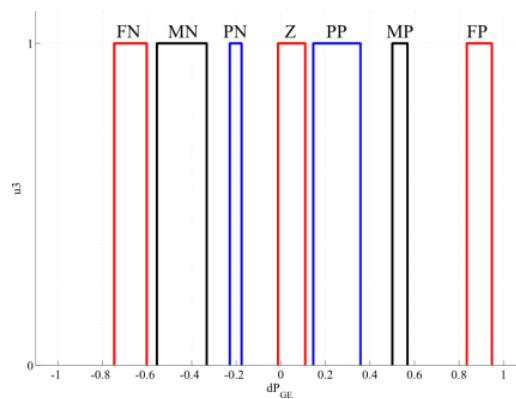


Figure 9 : Fonctions d'appartenance de la sortie

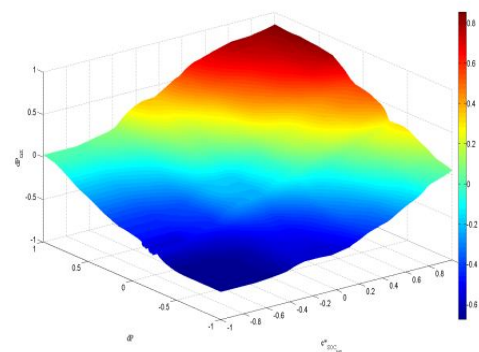


Figure 10 : Surface de contrôle

5.2 Stratégie de gestion d'énergie

La figure 11 représente l'évolution des différentes puissances délivrées, récupérées par les sources d'énergie ou dissipées par le rhéostat. Une puissance positive correspond à une consommation et une puissance négative correspond à une récupération ou dissipation. Le profil de mission y est également représenté. Cette figure permet d'observer une répartition des puissances comme implanté et imposé par les équations (1) et (2). La figure 12 correspond à un zoom de la figure 11.

En effet, elle permet de vérifier, comme spécifié par le cahier des charges, que les super condensateurs sont soumis aux hautes fréquences du profil de mission et que les batteries ainsi que le groupe électrogène sont soumis aux basses fréquences. De même, la recharge des batteries est rendue possible grâce au fonctionnement du groupe électrogène.

La figure 13 regroupe la juxtaposition de l'évolution de l'état de charge des accumulateurs électrochimiques ainsi que de l'accélération de la locomotive. Comme spécifié par la stratégie de gestion d'énergie, l'état de charge de cette source secondaire est bien contrôlé en fonction de l'accélération du véhicule et est limité entre 70% et 90%. De la même manière, la figure 14 regroupe également la juxtaposition de l'évolution de l'état de charge des super condensateurs ainsi que de la vitesse de la locomotive. L'état de charge des super condensateurs est bien contrôlé selon la vitesse du véhicule et est limité entre 50% et 100%.

La figure 15 permet d'observer et de valider la bonne stabilité de l'ensemble du système. En effet, la tension du bus (tension commune et imposée à l'ensemble des éléments) reste stable tout au long de la mission. Une divergence de cette tension entrainerait un arrêt complet du système voire une dégradation de celui-ci.

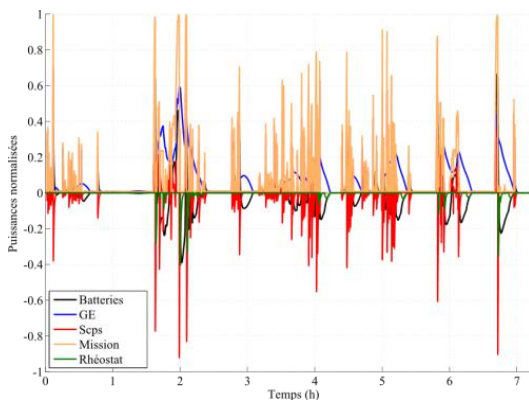


Figure 11 : Evolution des puissances en fonction du temps

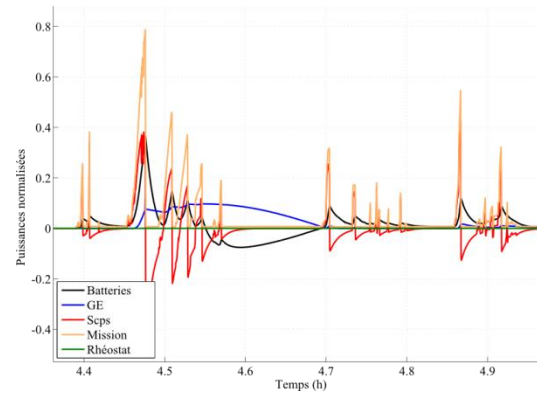


Figure 12 : Zoom sur l'évolution des puissances en fonction du temps

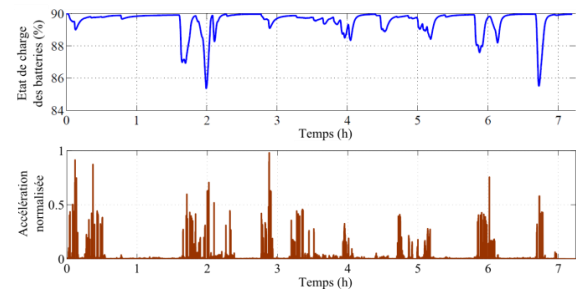


Figure 13 : Etat de charge des batteries et accélération de la locomotive

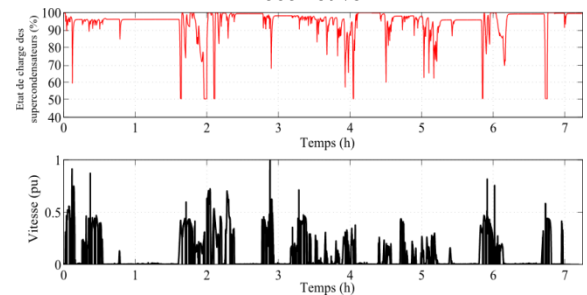


Figure 14 : Etat de charge des super condensateurs et vitesse de la locomotive

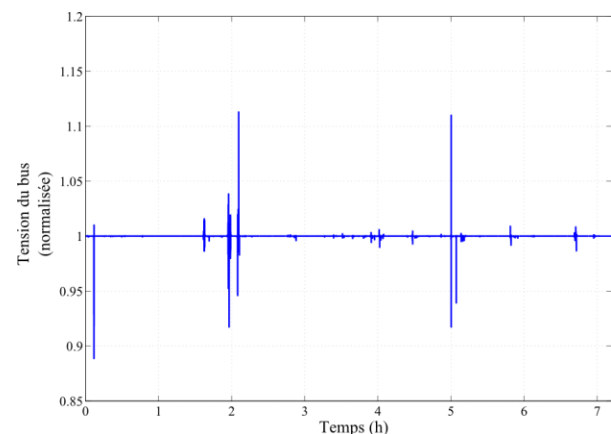


Figure 15 : Tension du bus en fonction du temps

6. Conclusions et perspectives

Cette étude collaborative entre l'équipe « Systèmes hybrides et systèmes Pile à Combustible » du département « Energie » du laboratoire FEMTO-ST ainsi qu'Alstom Transport et l'Université d'Essex a permis l'étude, le développement et la mise en place d'une stratégie de gestion d'énergie intelligente pour locomotives électriques hybrides. Cette stratégie, comme nous l'avons vu, est performante, temps réel, robuste, adaptative, ne nécessite pas la connaissance a priori du profil de mission et prend en compte les caractéristiques physiques des composants et des sources embarqués. Ceci est rendu possible grâce à l'implantation d'un contrôleur flou de type-2 dont les paramètres ont été optimisés par un algorithme génétique. Un premier travail avait déjà fait l'objet de la mise en place avec succès d'une stratégie de gestion d'énergie basée sur un contrôleur flou de type-2 mais dont les paramètres étaient non optimaux. En effet, ils avaient été déterminés par l'intermédiaire d'une enquête auprès d'experts. Cette étude est la première du genre à proposer la logique floue de type-2 optimisée par algorithme génétique à destination des véhicules électriques hybrides. Les perspectives de ces travaux de recherche visent l'amélioration de l'algorithme génétique. Il serait intéressant d'inclure dans ce problème d'optimisation des contraintes et des limitations ou d'autres critères à minimiser ou maximiser. Par exemple, nous savons que plus des accumulateurs électrochimiques sont soumis à un grand nombre de cycles, plus ils sont dégradés. Minimiser ce nombre de cycles permettrait de maximiser la durée de vie des accumulateurs électrochimiques et par conséquent, minimiser le coût de leur remplacement au cours du temps. De même, au niveau du contrôleur flou et des fonctions d'appartenance, il serait intéressant d'observer l'effet de l'utilisation de fonctions gaussiennes ou hyperboliques ou exponentielles [11].

7. Bibliographie

- [1] J. Baert, S. Jemei, D. Chamagne, D. Hissel, S. Hibon, and D. Hegy, "Energetic Macroscopic Representation of a Naturally-Aspirated Engine coupled to a salient pole synchronous machine", pp. 1-6, IFAC-PPPS 2012, Toulouse, France, 2012.
- [2] G. Ao, J. Qiang, Z. Chen, and L. Yang, "Model-based energy management strategy development for hybrid electric vehicles," IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008, pp. 1020–1024, July 2008.
- [3] Baert, J; Jemei, S; Chamagne, D; and al. « Modeling and Energy Management Strategies of a Hybrid Electric Locomotive », IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC). 9-12 October 2012, Seoul, South-Korea.
- [4] Javier Solano Martínez, Robert I. John, Daniel Hissel, Marie-Cécile Péra, A survey-based type-2 fuzzy logic system for energy management in hybrid electrical vehicles, Information Sciences, Volume 190, 1 May 2012, Pages 192-207.
- [5] Zadeh, L. « Fuzzy sets* ». Information and control. Vol 8, 1965 p. 338-353.
- [6] John, R-I.; Coupland, S. « Type-2 fuzzy logic: a historical view ». IEEE Computational Intelligence Magazine. Vol. 2, 2007, p. 57-62.
- [7] C. Wagner, H. Hagrass, "Toward General Type-2 Fuzzy Logic Systems Based on zSlices," IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol.18, no.4, pp.637-660, Aug. 2010.
- [8] P.-C. Chang, S.-S. Chen, Q.-H. Ko, and C.-Y. Fan. "A Genetic Algorithm with Injecting Artificial Chromosomes for Single Machine Scheduling Problems". In: IEEE Symposium on Computational Intelligence in Scheduling, 2007. SCIS '07, pp. 1-6, April 2007.
- [9] Tao, F.; Laili, Y.; Xu, L.; Zhang, L.; , "FC-PACO-RM: A parallel method for service composition optimal-selection in cloud manufacturing system," IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol.PP, no.99, pp.1.
- [10] Sharma, S, Gupta, K, "Solving the traveling salesmen problem through genetic algorithm with new variation order crossover", International Conference on Emerging Trends in Networks and Computer Communications (ETNCC), pp.274-276, 22-24 April 2011.
- [11] C. Wagner, H. Hagrass, "Novel Methods for the Design of General Type-2 fuzzy Sets based on Device Characteristics and Linguistic Labels Surveys", Proceedings of 2009 IFSA World Congress, Eusflat World Conference, Lisbon, Portugal, July 2009.

État de l'art des moteurs et générateurs supraconducteurs

Sofiane BENDALI¹, Paul LETELLIER¹, Jean LEVEQUE², Gaël MALE², Smail MEZANI², Denis NETTER²

¹Société JEUMONT ELECTRIC, Service R&D, 367, rue de l'Industrie B.P. 20109 59572 Jeumont Cedex France

²Groupe de Recherche en Électrotechnique et Électronique de Nancy – GREEN, Université de Lorraine, 2 avenue de la Forêt de Haye, 54516 Vandœuvre-lès-Nancy, France

Sofiane.Bendali@jeumontelectric.fr

Résumé : L'apparition des supraconducteurs à haute température critique (HTc) a permis un développement continu des moteurs supraconducteurs. Ces dispositifs supraconducteurs permettent d'obtenir des puissances et des couples massiques et volumiques très élevés, et sont des alternatives intéressantes aux machines conventionnelles. Ce travail présente une étude bibliographique approfondie sur les moteurs et les générateurs supraconducteurs construits et testés dans le monde entier au cours des 30 dernières années. Le manuscrit débute par une description des réalisations remarquables de moteurs supraconducteurs à haute température critique (HTc). Ensuite, une analyse statistique sur les réalisations est présentée.

1. Introduction

La mise en évidence en 1986, par Karl Müller et Johannes Bednorz, du premier matériau à haute température critique (HTc) a redonné un élan formidable à la recherche et aux applications des supraconducteurs, qui vont du réseau électrique (protection par des limiteurs de courants supraconducteurs, transport de courant par câbles supraconducteurs) aux convertisseurs électromécaniques (machines tournantes, sustentation magnétique de type Maglev, lanceurs électromagnétiques...) en passant par le stockage d'énergie (SMES, volant d'inertie,...). En particulier, les moteurs supraconducteurs ont connu, durant cette dernière décennie, un très fort développement. Ces dispositifs supraconducteurs permettent d'obtenir des puissances et des couples massiques et volumiques très élevés, et sont des alternatives intéressantes aux machines tournantes conventionnelles.

Dans ce manuscrit, nous présenterons une analyse statistique sur les réalisations de moteurs supraconducteurs à haute température critique post 1990. Lors de cette recherche bibliographique, nous avons recensé au total 80 réalisations de machines dont la puissance est comprise entre une centaine de kilowatts et plusieurs dizaines de mégawatts (36,5 MW). Dans la suite de cette analyse, nous porterons notre intérêt sur les moteurs d'une puissance supérieure à 100 kW, les machines qui rentrent dans cette catégorie sont au nombre de 24, leurs caractéristiques ont été rapportées en se basant essentiellement sur les communications et publications des différents constructeurs. Toutefois, un certain nombre de données est manquant pour des raisons de confidentialité

comme par exemple la masse ou le volume. Nous commencerons notre analyse par une classification du type de technologie utilisée : topologie, cryogénie et matériau. Ensuite, nous analyserons les applications envisagées pour ces moteurs et nous fournirons une comparaison de compacité avec les machines conventionnelles en cuivre. Enfin, nous présenterons aussi quelques projets de machines récentes dans le but d'analyser les tendances des projets futurs

2. Moteurs supraconducteurs

2.1. Moteurs synchrone à flux radial

La majorité des réalisations industrielles est basée sur cette topologie. Ces machines supraconductrices sont basées sur une conception similaire aux machines synchrones classiques à pôle saillant à flux radial. Le rotor est composé d'un enroulement d'excitation supraconducteur, tandis que l'induit du stator est formé d'une armature en cuivre classique. Ces moteurs sont destinés à la propulsion navale qui nécessite des entraînements à fort couple et à basse vitesse, avec une forte exigence de réduction du volume et du poids. Afin d'atteindre les objectifs de compacité, les différents industriels et fabricants de machine HTc développent des moteurs avec des inductions d'entrefer de l'ordre de 2 Tesla, et un objectif du rendement équivalent aux machines conventionnelles classiques en cuivre, ou moteurs synchrones à aimants permanents. Les résultats obtenus montrent un important gain en compacité: couple volumique et couple massique, un rapport de 2 est généralement évoqué par les fabricants, et des bonnes performances dynamiques dues à la réactance transitoire qui est relativement faible. Par ailleurs, la cryogénie de ces

moteurs HTc impose de grands entrefers, qui peuvent atteindre 2 cm (épaisseur du cryostat et entrefer mécanique). Ceci engendre un faible taux d'harmonique et des faibles ondulations de couple. On a donc des moteurs silencieux avec une discrétion acoustique remarquable, cette caractéristique est particulièrement importante pour les navires militaires. Dans le domaine de l'éolien, c'est le poids réduit pour des puissances équivalentes qui présente de l'intérêt. La possibilité d'avoir des générateurs supraconducteurs d'une dizaine de mégawatts à attaque directe, avec une réduction de masse significative (inférieure à 200 tonnes), pour des vitesses de l'ordre de 10 à 15 tr/min, ont suscité l'intérêt des industriels à utiliser ce type de machines dans le domaine de l'énergie éolienne [1].

Plusieurs programmes de recherche ont été consacrés à cette topologie de machine aux États-Unis. Le moteur le plus puissant est construit par American supraconducteurs (AMSC) et Northrop Grumman en partenariat avec la U.S. Navy's Office of Naval Research (ONR) [2]. Ce moteur de propulsion de navire a une puissance de 36,5 MW à 120 tr/min, et il a été testé en pleine charge avec succès. Les principales caractéristiques du moteur sont données dans le Tableau 1.

Tableau 1 : Caractéristiques du moteur construit par American supraconducteurs (AMSC)

Puissance	36.5 MW
Vitesse	120 tr/min
Tension	6.6 kV
Rendement	97%
Dimensions	3.4m x 4.6m x 4.1m
Poids	75 tonnes

En Europe, la première machine supraconductrice HTc a été construite par Siemens AG en Allemagne [3]. Cette machine a une puissance de 380 kW à 1500 tr/min, l'enroulement inducteur est conçu avec du ruban 1G BSCCO refroidi avec du néon à 30K. Un autre moteur lent et fort couple destiné à la propulsion marine a été construit par Siemens AG en 2012. Les principales spécifications sont résumées sur le Tableau 2.

Tableau 2. Caractéristiques du moteur fabriqué par Siemens AG

Puissance	4 MW
Vitesse	120 tr/min
Polarités	8 pôles
Couple nominal	320 kNm
Dimensions	3.4m x 4.6m x 4.1m
Stator	à air, refroidi à eau

En France, la première machine supraconductrice HTc est fabriquée par Converteam Nancy en 2008. Ce démonstrateur 250 kW-1500 tr/min a été réalisé dans le cadre du projet européen ULCOMAP (ULtra-COMpact MARine Propulsion), il a réuni plusieurs partenaires universitaires et industrielles (ENEL, FUTURA COMPOSITES, ZENERGY POWER, WERKSTOFFZENTRUM, CONVERTEAM MOTORS NANCY, GREEN Laboratory, SILESIAN UNIVERSITY OF TECHNOLOGY). Ce projet vise à montrer le gain en compacité des moteurs HTc par rapport aux machines conventionnelles, pour une utilisation dans les applications marines. Cette machine a été réalisée et testée en pleine charge [4]. Les caractéristiques principales du moteur sont données sur le Tableau 3.

Tableau 3 : Caractéristiques du moteur fabriqué par Converteam Nancy

Puissance	250 kW
Vitesse	1500 tr/min
Polarités	4 pôles
Tension nominale	400V
Refroidissement de l'inducteur	30 K - Néon
Fréquence	50 Hz

2.2. Moteurs synchrone à flux axial

Cette topologie de machine à flux axial est réputée plus compacte que les machines à flux radial (y compris pour les machines conventionnelles en cuivre). C'est pour cette raison que la compagnie japonaise IHI consacre un effort important au développement de cette structure, en utilisant soit les supraconducteurs sous forme de pastille « bulk », soit des conducteurs sous forme de ruban. Plusieurs démonstrateurs de faible puissance ont été construits [5], notamment une machine entièrement supraconductrice : pastille YBCO au niveau de l'inducteur et fil BSCCO au niveau de l'induit, pour des pompes immergées dans l'azote liquide.

L'équipe de recherche « Japanese frontier research group », en collaboration étroite avec la compagnie IHI a développé le moteur le plus puissant en 2006 : 400 kW-250 tr/min, en utilisant du ruban DI-BSCCO à l'azote liquide [6]. Le groupe se compose des partenaires industriels et des universités suivantes : Fuji Electric Systems Co., Ltd. / Hitachi, Ltd. / IHI Corporation / Nakashima hélice Co., Ltd. / Niigata Power Systems Co., Ltd. / Sumitomo Electric Industries, Ltd. / Taiyo Nippon Sanso Corporation / Université de Fukui (Prof. Hidehiko Sugimoto). Les spécifications principales de ce moteur sont données sur le Tableau 4.

Tableau 4 :Caractéristiques du moteur fabriqué par Sumitomo

Puissance	365 kW
Vitesse	250 tr/min
Dimensions	1,2 m x 0,8 m
Poids	4,4 tonnes

La Figure 1 montre la structure de la machine à flux axial, l'inducteur tournant est à aimants permanents, l'induit est fixe, l'enroulement est conçu avec le ruban DI-BSCCO, développé par Sumitomo Electric pour avoir des pertes alternatives faibles.

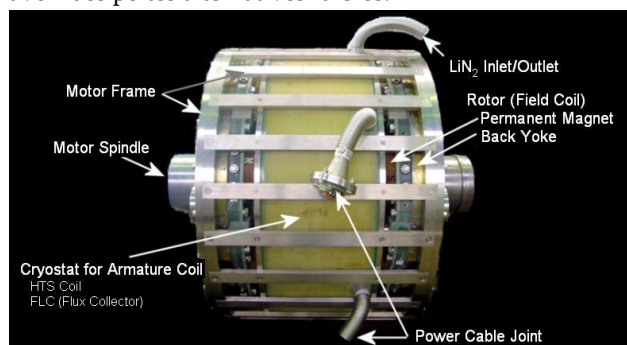


Figure 1 : Moteur à flux axial 365 kW – 250 tr/min, fabriqué par Sumitomo

2.3. Machine homopolaire

Ce concept de machine a été découvert en 1831 par Michael Faraday. Le principe de fonctionnement est simple, lorsqu'un disque est soumis à un champ magnétique constant B , orienté axialement, et simultanément parcouru par un courant électrique continu I radial, ce disque se met à tourner, le couple résultant est proportionnel au produit $I \times B$. L'utilisation des enroulements supraconducteurs sous forme de solénoïdes, permet de produire des champs magnétiques de plusieurs teslas, ce qui permet d'obtenir des machines compactes. De plus, la facilité de mise en œuvre de cette topologie, et la possibilité d'utiliser des rotors massifs, offrent un avantage considérable pour les applications hautes vitesses. Cependant, l'alimentation de cette machine par des systèmes collecteurs balais est un inconvénient majeur pour son essor. Les premières réalisations de ce type de machines électriques avec des supraconducteurs HTc (BSCCO 2223) remontent à 1996. Le Naval Surface

Warfare Center (Annapolis-USA), conjointement avec le Naval Research Center, ont mis au point une machine de 125 kW, 11700 tr/min en NbTi à l'hélium liquide, puis, ils ont remplacé le NbTi par du BSCCO 2223, ce qui a permis d'obtenir une machine de 91 kW, à une température de 28 Kelvin [7]. GENERAL ATOMICS développe un programme de recherche qui vise à promouvoir cette structure pour la propulsion marine. Après avoir étudié des prototypes de faible puissance, GENERAL ATOMICS a construit le plus gros démonstrateur homopolaire HTc connu actuellement [8], Cette machine a une puissance de 3,7 MW, Figure 2 .D'autres projets sont à l'étude, notamment un moteur de 36,5 MW, 120 tr/min.



Figure 2 : Moteur Homopolaire 3,7 MW, GENERAL ATOMICS [<http://www.ga.com/electric-drive-motors>]

2.4. Machines de conception originale

Nous présentons dans cette partie des topologies de machines supraconductrices qui ont des structures originales. Ci-dessous, nous présentons deux topologies originales étudiées au laboratoire GREEN (Groupe de Recherche en Électrotechnique et Électronique de Nancy). Ces machines utilisent les supraconducteurs à haute température critique YBCO sous forme de « bulk » afin de moduler le champ (ces structures ne sont possibles qu'avec l'utilisation des matériaux supraconducteurs). D'autres topologies originales de machines existent et cette liste n'est pas exhaustive.

2.4.1. Moteur synchrone à concentration du flux

Un inducteur original basé sur un principe de concentration de flux a été étudié [9][18]. Ensuite un moteur synchrone a été construit et testé avec succès à Nancy, figure 3. Deux solénoïdes supraconducteurs à basse température (NbTi) alimentés par des courants en opposition créent un champ magnétique élevé. Ce champ est ensuite modulé par des pastilles supraconductrices YBCO « Bulk », ce qui permet d'obtenir une répartition alternative de l'induction d'entrefer. Les spécifications de ce moteur sont présentées sur le tableau 5.

Tableau 5 : Caractéristiques du moteur fabriqué par le GREEN

Puissance	25 kW
Vitesse	750 tr/min
Tension nominale	380 V
Courant inducteur	70 A

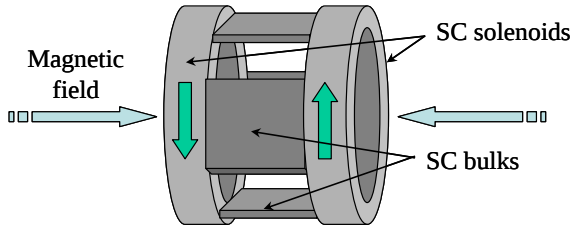


Figure 3a : Moteur synchrone à concentration du flux, principe de l'inducteur,



Figure 3b : le moteur sur le banc de test

La longueur utile de cette machine est limitée par la taille des pastilles. En multipliant la même structure suivant l'axe z, on obtient un inducteur « multistack ». Cela permet d'augmenter le couple de cette structure [4].

Une autre structure originale est étudiée au GREEN basée sur le même principe que l'inducteur précédent. Deux solénoïdes supraconducteurs à basse température (NbTi) créent un champ magnétique élevé. Ce champ est ensuite dévié par un écran de pastilles supraconductrices YBCO « Bulk », et orienté dans la direction radiale. La Figure 4 illustre le principe de fonctionnement. Un brevet a été déposé et une réalisation est en cours.

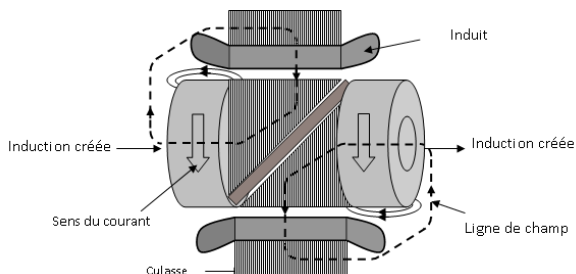


Figure 4 : Principe de moteur à pan coupé, [4]

3. Analyse statistique des réalisations de moteurs supraconducteurs

Dans cette partie, nous présenterons une analyse statistique sur les réalisations de moteurs supraconducteurs à haute température critique depuis 1990. Lors de cette recherche bibliographique, nous avons recensé au total 80 réalisations de machines dont la puissance est comprise entre une centaine de kilowatts et plusieurs dizaines de mégawatts (36,5 MW). Les caractéristiques de ces machines ont été rapportées en se basant essentiellement sur les communications et publications des différents constructeurs. Toutefois, un certain nombre de données est manquant pour des raisons de confidentialité comme par exemple la masse ou le volume.

3.1. Analyse sur la structure et les matériaux utilisés

3.1.1. Topologie

La Figure 5 montre la répartition par type de structure des machines supraconductrices HTc réalisées depuis 1990. Le nombre total de réalisation est de 80 machines. Nous remarquons qu'un nombre diversifié de machine est réalisé, et que la structure synchrone à pôles saillants représente la majorité des réalisations, suivie par les structures à réductance et à hystérésis. Ce constat est plus marquant sur la Figure 6, qui montre la répartition des machines réalisées avec des puissances supérieures à 100 kW. En effet, 71 % des réalisations sont de type synchrone à pôle saillants. En résumé, un nombre diversifié de machines est réalisé, mais les machines de fortes puissances sont majoritairement des machines synchrones à pôles saillants.

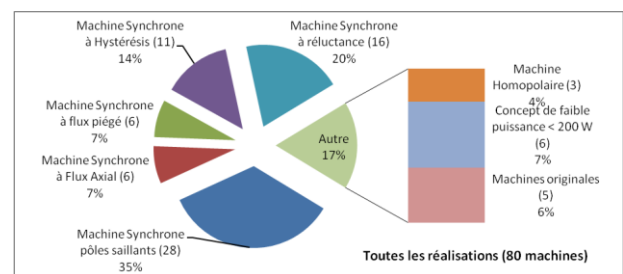


Figure 5 : Répartition par types de machines supraconductrices HTc réalisées depuis 1990

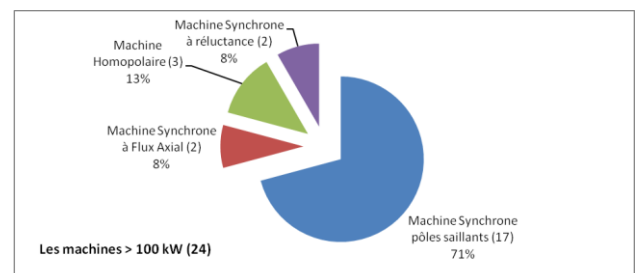


Figure 6 : Répartition par types de machines supraconductrices HTc réalisées depuis 1990 de puissance > 100 kW

3.1.2. Matériaux utilisés

Les matériaux supraconducteurs HTc sont utilisés dans les machines électriques soit sous forme filaire, généralement des conducteurs ayant la forme d'un ruban, soit en bloc massif « bulk », sous forme d'une pastille, un bloc carré, ou d'un cylindre. La Figure 7 montre la répartition par type de matériaux supraconducteurs utilisés dans les machines construites. Nous remarquons que la proportion des machines utilisant l'YBCO sous forme massive est la plus importante, ceci s'explique par ses propriétés d'écrantage et d'aimantation qui sont utilisées dans les machines à réluctance et à hystérésis, ainsi que dans les machines à flux piégé. Au second rang, nous retrouvons le fil BSCCO, qui est utilisé dans les machines synchrones à pôles saillants. Il en est de même pour les machines ayant des puissances supérieures à 100 kW où ce fil est majoritairement utilisé. Il n'existe pour l'instant aucune machine de forte puissance réalisée avec du fil YBCO.

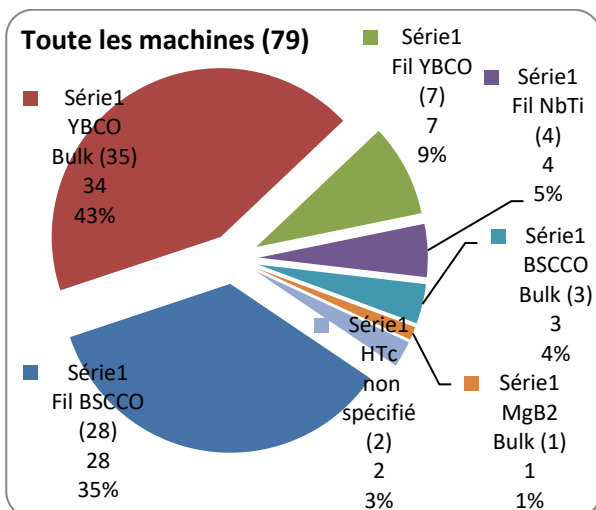


Figure 7 ; Répartition des matériaux supraconducteurs utilisés (toutes machines)

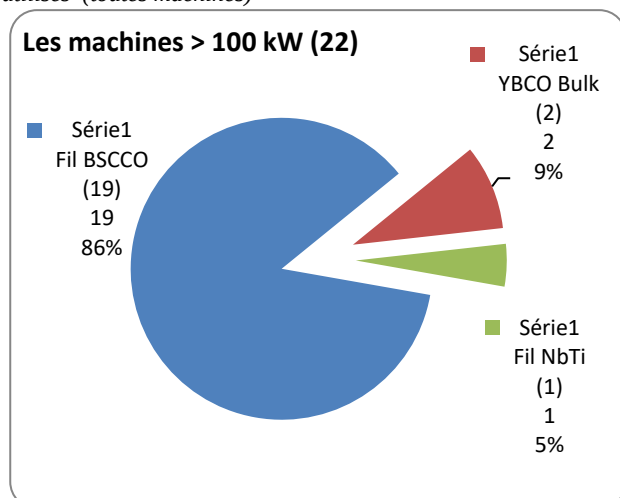


Figure 7 suite : Répartition des matériaux supraconducteurs utilisés (machines > 100 kW)

3.1.3. Emplacement du matériau

La Figure 8 illustre le type d'utilisation qui est faite des matériaux supraconducteurs HTc dans les machines électriques qui ont une puissance supérieure à 100 kW. De la même manière que précédemment, nous constatons que la technologie supraconductrice est généralement utilisée au niveau de l'inducteur. Cette répartition s'explique par la simplicité de conception des enroulements d'excitation « pancake », et leur alimentation en courant continu. Par contre les induits supraconducteurs qui sont alimentés en courant alternatif sont peu nombreux en raison des pertes importantes à dissiper et de la non disponibilité de fils performants pour un fonctionnement alternatif.

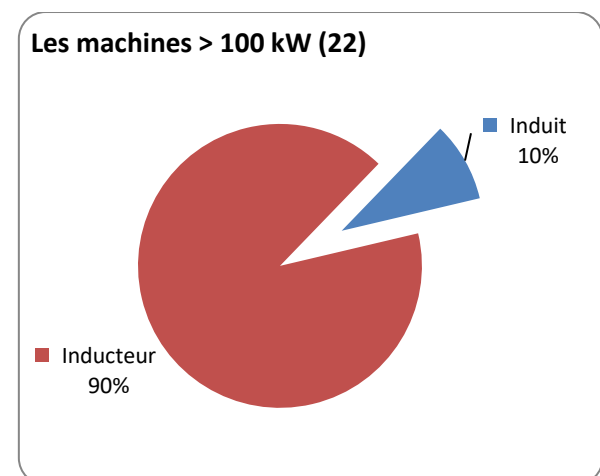


Figure 8 : Répartition par type d'utilisation des matériaux supraconducteurs HTc

3.2. Cryogénie

3.2.1. Température de fonctionnement

La Figure 9 représente les puissances des machines supraconductrices en fonction de la température de fonctionnement choisie. Ces machines sont réparties sur des plages de température allant de 4,3 Kelvin à 80 Kelvin. Nous pouvons facilement distinguer des concentrations autour de trois zones de température d'utilisation: 4,2 Kelvin, 20 à 40 Kelvin, et 63 à 80 Kelvin. La plupart des machines de petites puissances sont situées dans la zone 63 à 80 Kelvin, ces machines correspondent aux prototypes universitaires refroidis avec des bains d'azote liquide à 77 Kelvin. Pour les machines d'une puissance supérieure au mégawatt, la concentration est située dans la zone 20 à 40 Kelvin, températures optimales pour les propriétés de BSCCO (densité de courant et champ sur fil).

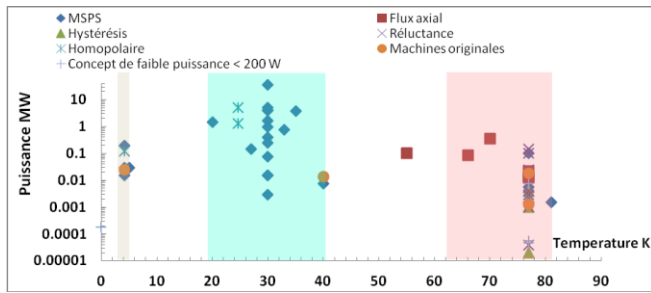


Figure 9 : Température de fonctionnement

3.2.2. Fluide cryogène

Le système de refroidissement cryogénique est conditionné par le type de fluide cryogénique utilisé. La Figure 10 montre la proportion d'utilisation de ces fluides pour les réalisations d'une puissance supérieure à 100 kW. Suivant la tendance précédente sur la température de fonctionnement, la majeure partie des machines emploie soit de l'hélium gazeux, soit du néon. Ce qui permet d'atteindre les températures 20 à 40 Kelvin. Par ailleurs, nous remarquons que le pourcentage d'utilisation de l'azote liquide est non négligeable du fait de sa simplicité de mise en œuvre, de sa disponibilité et de son coût raisonnable, malgré les performances médiocres des matériaux supraconducteurs à ces températures (environ 77 Kelvin).

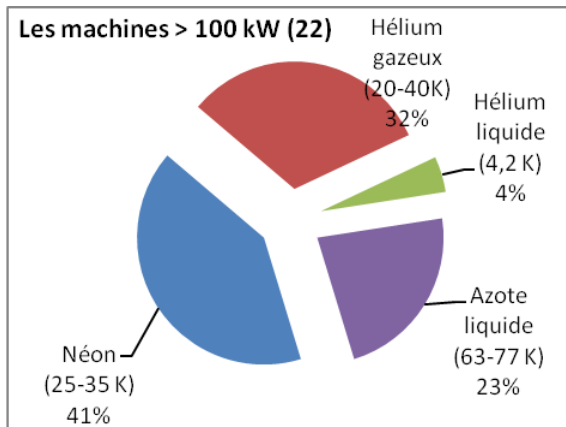


Figure 10 : Fluide cryogène

3.2.3. Type de cryogénie

La majorité des moteurs de forte puissance sont des machines synchrones à pôles saillants, avec donc un induit cuivre et un inducteur supraconducteur. Nous retrouvons cette disposition sur la Figure 10, qui montre une forte proportion des systèmes cryogéniques tournants pour les réalisations d'une puissance supérieure à 100 kW.

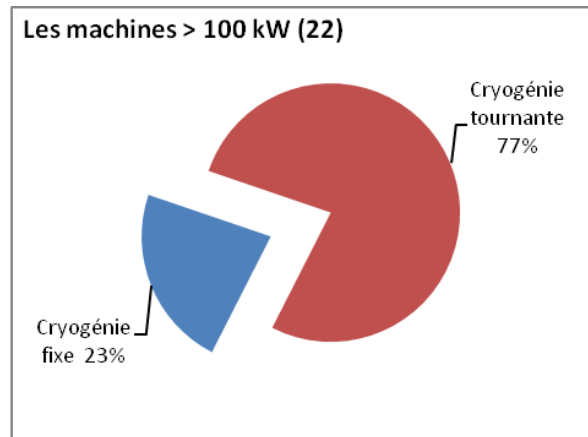


Figure 11 : Type de cryogénie

3.3. Analyse sur l'application recherchée et les gains obtenus

3.3.1. Type d'application

Afin de mettre en évidence les différentes applications visées par les constructeurs de machines supraconductrices HTc, nous présentons sur la Figure 12, un nuage de points représentant la puissance en fonction de la vitesse de rotation pour des moteurs d'une puissance supérieure à 100 kW, ce graphique est accompagné d'une illustration des zones d'utilisations possibles. Tout d'abord, on constate que la plus forte concentration de points concerne les applications industrielles : alternateurs de génération d'énergie et moteurs de type MSPS. La propulsion marine à attaque directe arrive en deuxième position (moteurs lents et fort couple), qui sont essentiellement des machines de type MSPS ou à flux axial. Enfin, le graphique présente deux moteurs homopolaires dans la catégorie des machines rapides, qui sont destinés notamment aux applications aéronautiques.

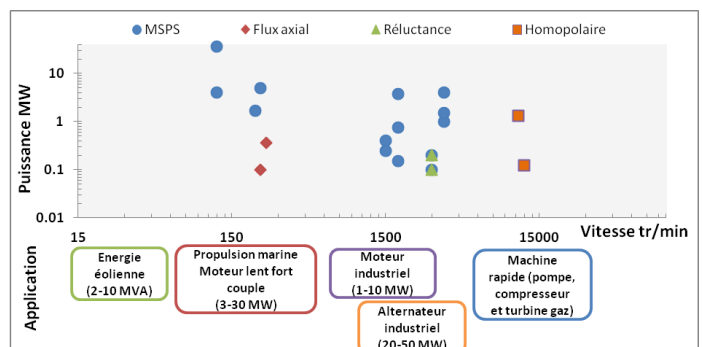


Figure 12 : Puissance en fonction de la vitesse de rotation pour les machines > 100 kW

3.3.2. Comparaison avec les machines conventionnelles

Les informations sur les dimensions exactes des machines réalisées sont souvent manquantes, tandis que le poids est donné pour 13 réalisations (ce genre de données est généralement confidentiel). Pour ces raisons, nous avons choisi de présenter que les gains en termes de couple/massique et puissance/massique. Les deux figures ci-dessous présentent deux comparaisons avec les machines conventionnelles en cuivre. Ces dernières sont issues du catalogue du constructeur allemand de moteurs électriques SIEMENS AG [10], deux gammes de moteurs sont représentées : moteur fort couple à aimants permanents et générateur synchrone en cuivre.

La Figure 13 montre le couple massique, en fonction de la vitesse de rotation, des moteurs supraconducteurs HTc (puissance > 100 kW), comparés à celui des machines des catalogues de SIEMENS AG. Sur le graphique, nous remarquons que le couple massique des réalisations situées dans la zone des vitesses 1500-3000 tr/min est de : 1 à 3 N.m/kg, ce qui est comparable aux machines conventionnelles. Pour les basses vitesses (< 400 tr/min), les machines conventionnelles présentent un rapport d'environ 5 N.m/kg, alors que les moteurs supraconducteurs HTc peuvent atteindre 9 N.m/kg, voir 28 N.m/kg (AMSC 36,5 MW 230 tr/min).

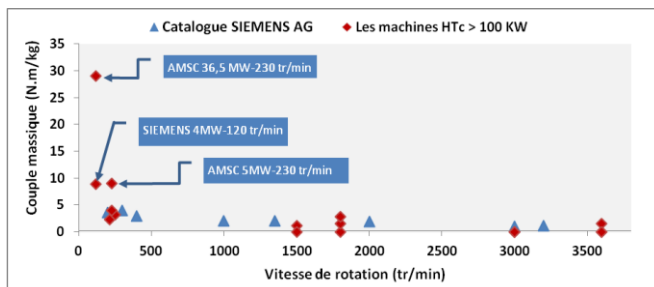


Figure 13 : Couple massique en fonction de la vitesse de rotation

De la même manière, La Figure 14 montre la puissance massique en fonction de la vitesse de rotation des moteurs supraconducteurs HTc (puissance > 100 kW) comparée aux machines catalogue du SIEMENS AG. Les machines conventionnelles présentent une puissance massique d'environ 0,35 kW/kg, et les moteurs supraconducteurs HTc peuvent atteindre 0,58 kW/kg (SIEMENS 4MVA-3600 tr/min).

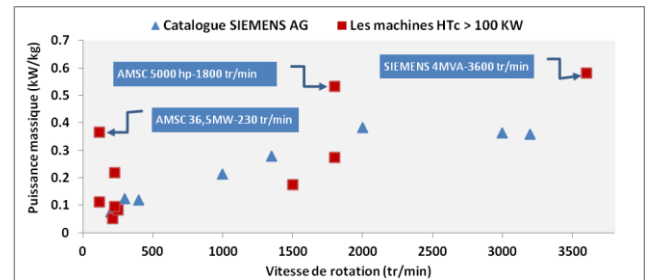


Figure 14 : Puissance massique en fonction de la vitesse de rotation

3.4. Projets récents et tendances

Afin de faire ressortir les tendances concernant le développement futur des moteurs supraconducteurs HTc, nous avons réalisé un référencement des différents projets et design de machines en se basant principalement sur les communications et publications des différents constructeurs, ces machines sont listées sur le Tableau 6. Cette liste ne concerne que les projets de fortes puissances (> 1 MW), et elle n'est pas exhaustive. Tout d'abord, nous remarquons que la topologie MSPS est adoptée pour la majorité des futurs projets, et le fil YBCO est choisi pour ces projets. Néanmoins, nous notons deux projets avec le fil MgB2. Cette tendance s'explique par les récents développements de fil HTc ; un effort important est consacré pour le fil YBCO et le fil MgB2. Enfin, tous ces designs de moteurs visent deux applications : la propulsion marine et la production d'énergie éolienne à attaque directe.

Tableau 6 : Projets et design de machines supraconductrices en cours (MSPS : Moteur Synchrone à pôles saillants ; MS EH : Moteur Synchrone à enroulement hélicoïdal)

Topologie	Fabricant	Puissance	Matériau	Application	Référence
MSPS	American Superconductor	10 MW-10 tr/min	Fil YBCO	Energie éolienne	[11]
MSPS	DTU Denmark	5 MW-12 tr/min	Fil YBCO	Energie éolienne	[12]
MSPS	Converteam Rugby	8/10 MW-12 tr/min	Fil YBCO	Energie éolienne	[13]
MSPS	Converteam Rugby	2x1 MVA-700 tr/min	Fil YBCO	Générateur embarqué	[14]
MSPS	Converteam Rugby	2 MW-200 tr/min	Fil YBCO	Propulsion marine	[14]
MSPS	Hyper Tech Research	2MW	Fil MgB2		[15]
Homopolaire	GENERAL ATOMICS	36,5 MW-120 tr/min		Propulsion marine	[16]
MS EH	Advanced Magnet LAB	10 MW-10 tr/min	Fil MgB2	Energie éolienne	[17]

4. Conclusion

L'étude montre que le travail accompli par les équipes de recherche universitaires et les équipes de développements industriels mondiales est conséquent et le panel des réalisations est très varié. Aussi, les machines synchrones à pôles saillants à flux radial demeurent les plus répandues pour les fortes puissances. Toutefois, des conceptions originales qui reposent sur les propriétés non conventionnelles des matériaux supraconducteurs ont été inventés par diverses équipes de recherche. Pour ces moteurs, les applications embarquées et industrielles sont principalement les plus visées. Le conducteur de première génération 1G BSCCO est majoritairement utilisé dans ces machines de forte puissance. Cependant, les machines fabriquées en laboratoire universitaire sont généralement de faible puissance et sont refroidies à l'azote liquide. Concernant la tendance des projets futurs ou en cours de réalisation, deux applications sont particulièrement visées: la propulsion marine et la production d'énergie éolienne à attaque directe. Nous constatons aussi, l'existence de deux projets de machines à base de conducteur MgB₂. Cette percée est due particulièrement à la disponibilité de ce matériau et ses coûts moins élevés par rapport aux autres conducteurs.

5. Références

- [1] A. B. Abrahamsen et al., « Superconducting wind turbine generators », *Superconductor Science and Technology*, vol. 23, p. 034019, mars. 2010.
- [2] B. Gamble, G. Snitchler, et T. MacDonald, « Full Power Test of a 36.5 MW HTS Propulsion Motor », *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 21, p. 1083-1088, juin. 2011.
- [3] Nick, « 380 kW synchronous machines with HTS rotor windings development at Siemens and first test results », *Physica C: Superconductivity*, vol. 372-376, p. 1506-1512, août. 2002.
- [4] R. Moulin, « Dimensionnements et essais de moteurs supraconducteurs », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré Nancy 1, 2010.
- [5] H. Sugimoto et al., « Development of an Axial Flux Type PM Synchronous Motor With the Liquid Nitrogen Cooled HTS Armature Windings », *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 17, p. 1637-1640, juin. 2007.
- [6] T. Okazaki, H. Sugimoto, et T. Takeda, « Liquid nitrogen cooled HTS motor for ship propulsion », 2006, p. 6 pp.
- [7] M. J. Superczynski et D. J. Waltman, « Homopolar motor with high temperature superconductor field windings », *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 7, no. 2, p. 513-518, juin. 1997.
- [8] R. J. Thome, W. Creedon, M. Reed, E. Bowles, et K. Schaubel, « Homopolar motor technology development », in *2002 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, 2002, vol. 1, p. 260-264 vol.1.
- [9] P. Masson, J. Leveque, D. Netter, et A. Rezzoug, « Experimental study of a new kind of superconducting inductor », *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 13, no. 2, p. 2239- 2242, juin. 2003.
- [10] Siemens AG, 2012. [Online]. Available: www.siemens.com. [Accessed: 01-mars-2012].
- [11] G. Snitchler, B. Gamble, C. King, et P. Winn, « 10 MW Class Superconductor Wind Turbine Generators », *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 21, p. 1089-1092, juin. 2011.
- [12] A. B. Abrahamsen et al., « Feasibility study of 5 MW superconducting wind turbine generator », *Physica C: Superconductivity*, vol. 471, no. 21-22, p. 1464-1469, nov. 2011.
- [13] C. Lewis et J. Muller, « A Direct Drive Wind Turbine HTS Generator », 2007, p. 1-8.
- [14] POSEIDON PROJECT, 2012. [Online]. Available: www.poseidon-ip.eu. [Accessed: 01-mars-2012].
- [15] M. Tomsic et al., « Development of magnesium diboride (MgB₂) wires and magnets using in situ strand fabrication method », *Physica C: Superconductivity*, vol. 456, p. 203-208, juin. 2007.
- [16] General Atomics, « General Atomics », 2012. [Online]. Available: atg.ga.com/EM/defense/dc-motor/index.php. [Accessed: 01-mars-2012].
- [17] E. AML, « Advanced Magnet Lab-Energy », 2012. [Online]. Available: www.amlcleanenergy.com. [Accessed: 01-mars-2012].
- [18] A, El Hadj, « Machine synchrone à plots supraconducteurs : Etude et réalisation », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré Nancy 1, 2006.

Modélisation analytique de l'inducteur d'un accouplement magnétique supraconducteur à flux axial

B. Dolisy^{1,2}, S. Mezani¹, T. Lubin¹, J. Lévêque¹

1 Laboratoire GREEN, Université de Lorraine, Faculté des Sciences et Technologies, BP 239, 54506 Vandœuvre-lès-Nancy.

2 DGA/DS/MRIS, 7-9 rue des Mathurins, 92221, Bagneux Cedex

bastien.dolisy@univ-lorraine.fr

Résumé : Dans le domaine de la motorisation électrique, les supraconducteurs sont utilisés pour augmenter le champ magnétique dans l'entrefer et ainsi accroître la compacité des machines électriques. L'utilisation de matériaux supraconducteurs impose des températures de fonctionnement très basses qui demandent l'emploi de dispositifs cryogéniques tels que des cryostats (enceintes permettant d'isoler un système thermiquement). Pour transmettre le couple délivré par la machine à sa charge à travers le cryostat, on propose l'utilisation d'un accouplement magnétique comportant des bobines supraconductrices dans le milieu cryogénique et des aimants à l'extérieur. Les avantages seraient ceux d'une transmission sans contact [1] (absence d'usure mécanique, protection naturelle contre les surcharges, etc.) et permettraient de se passer des "torques tubes". La topologie étudiée ici concerne un accouplement à flux axial. La modélisation électromagnétique de ce dispositif est typiquement un problème 3D. On se propose d'établir un modèle analytique en 3D pour déterminer la distribution du champ magnétique. Les contraintes dues à la dépendance du courant critique de l'induction magnétique sont prises en compte afin de déterminer les ampères-tours maximum pour une température de fonctionnement donnée. Les calculs analytiques sont validés par éléments finis.

1. Introduction

De nos jours, l'utilisation de machines électriques de fortes puissances s'est généralisée dans diverses applications industrielles telles que la propulsion navale ou la génération d'énergie éolienne. Ces applications imposent un cahier des charges très optimisé en termes d'encombrement et de masse tout en gardant des couples de sortie très élevés.

Ainsi, il y a un réel besoin industriel de motorisation électrique compacte. Les solutions conventionnelles utilisant du cuivre et des aimants permanents se heurtent à des limites technologiques. L'induction maximale dans l'entrefer est limitée par la saturation des parties ferromagnétiques (surtout les dents statoriques) et la taille des machines par un critère de refroidissement. Le développement de ces machines ne permettra donc pas une révolution significative des performances en termes de compacités (2 à 3 fois celle d'aujourd'hui). C'est pourquoi, on se tourne vers l'utilisation de nouveaux matériaux tels que les supraconducteurs pour augmenter le champ magnétique dans l'entrefer [2].

Dans notre cas, on s'intéresse au développement d'une machine électrique à flux axial possédant un inducteur bobiné avec du ruban supraconducteur (Figure 1.1) et un induit en cuivre.

Le rotor interagit avec le stator (partie moteur) et avec un accouplement magnétique (supraconducteur/aimant)

pour sortir, sans contact, le couple produit par le moteur vers l'extérieur du cryostat.

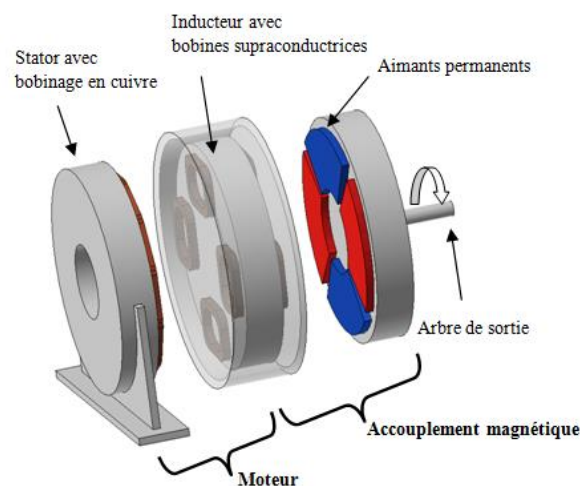


Figure 1.1 : Topologie du moteur à flux axial supraconducteur étudié.

Dans ce papier, on présente une méthode de modélisation analytique de l'inducteur supraconducteur en 3D. Le but étant de pouvoir calculer les inductions magnétiques dans l'inducteur pour nous permettre de réaliser un dimensionnement. Comparé à un logiciel de calcul utilisant des méthodes de résolution par éléments finis, une méthode analytique nous permet de gagner beaucoup de temps de calcul.

Une deuxième partie sera consacrée au calcul du courant maximal admissible par la bobine avant qu'elle ne transite et passe d'un état supraconducteur à un état normal (forte résistivité).

2. Modélisation analytique 3D de l'inducteur

2.1. Description du problème et hypothèses

L'inducteur supraconducteur est composé de plusieurs bobines supraconductrices représentant chacune un pôle de la machine. Ces bobines sont fixées sur une culasse magnétique, mais ne comportent pas dans leurs structures de noyaux ferromagnétiques. En effet, au vu des amplitudes de champ magnétique créé par l'inducteur, ces parties en fer seraient inévitablement saturées.

La périodicité du moteur nous permet de réaliser un dimensionnement sur un pôle tout en imposant une condition périodique.

Les hypothèses permettant la modélisation sont les suivantes :

- Linéarisation de l'inducteur au rayon moyen [3]: permet de poser le problème en coordonnées cartésiennes.
- Perméabilité des parties ferromagnétiques infinies (On ne résout rien dans le fer).
- Modélisation de la bobine sous forme de 4 barres de courant (Figure 2.1): cette hypothèse conduit à prendre en compte les courants suivants deux composantes, ici x et y . [4]

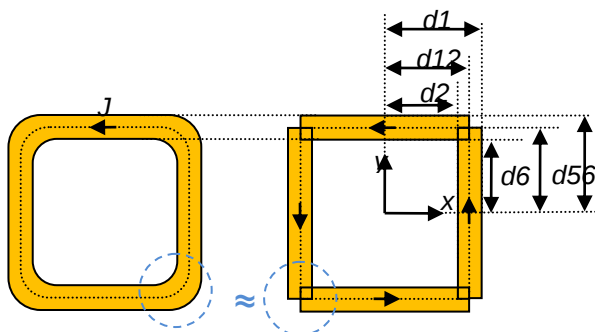


Figure 2.1 : Hypothèse de modélisation de la bobine supraconductrice.

- Condition anti-périodique suivant l'axe x (conditions réelles rencontrées dans le moteur) et condition anti-périodique suivant l'axe y (condition fictive) pour pouvoir résoudre le problème (Figure 2.2). Attention, pour que les bobines fictives suivant l'axe y n'influent pas

la solution, il faut imposer $ly \gg lx$ de tel sorte à avoir $B=0$ en $y=ly$.

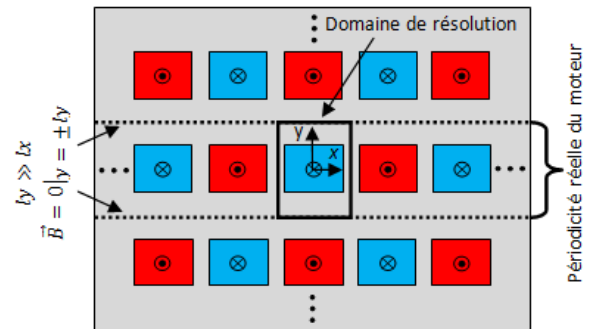


Figure 2.2 : Conditions aux frontières utilisées dans le modèle analytique.

La Figure 2.3 représente notre domaine dans le plan (x,z) . Le domaine I ($0 \leq z \leq hb$) implique une formulation en potentiel vecteur magnétique car il comporte des courants et pour le domaine II ($hb \leq z \leq h2$), constitué uniquement d'air, on utilise une formulation en potentiel scalaire magnétique.

De plus, en $z=0$ et $z=h2$, on retrouve nos deux culasses magnétiques. Etant donné que les lignes de champs magnétiques rentrent orthogonales à la surface ferromagnétique, on impose comme condition aux frontières l'équation (1).

$$\vec{n} \wedge \vec{H} = 0 \quad (1)$$

Avec n la normale sortante à la surface considérée

2.2. Principe de la méthode

Pour résoudre ce problème, il faut trouver les équations générales et particulières dans chaque domaine.

L'équation générale sera la même quelque soit le domaine. On la trouve en résolvant l'équation de Laplace en 3D (2) dans la totalité du domaine (on a choisi arbitrairement Ψ comme nom de variable) :

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial z^2} = 0 \quad \text{avec} \quad \begin{cases} -lx \leq x \leq lx \\ -ly \leq y \leq ly \end{cases} \quad (2)$$

Pour résoudre cette équation, on utilise les conditions aux frontières (3). Ces conditions concernent l'anti-périodicité qu'on retrouve dans le moteur ou l'accouplement suivant l'axe x et d'une anti-périodicité fictive suivant l'axe y qui est présentée sur la Figure 2.2.

$$\Psi|_{x=l_x} = -\Psi|_{x=-l_x} \quad (3)$$

$$\Psi|_{y=l_y} = -\Psi|_{y=-l_y}$$

Enfin, on utilise la méthode de séparation des variables pour trouver la solution générale du problème :

$$\psi(x, y, z) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} [E \cdot e^{k \cdot z} + F \cdot e^{-k \cdot z}] \times (A \cdot \cos(wn \cdot x) + B \cdot \sin(wn \cdot y)) \times (C \cdot \cos(wm \cdot x) + D \cdot \sin(wm \cdot y)) \quad (4)$$

$$\text{Avec } wn = \frac{n \cdot \pi}{2 \cdot lx}; \quad wm = \frac{m \cdot \pi}{2 \cdot ly}; \quad k = \sqrt{wn^2 + wm^2}$$

A, B, C, D, E et F sont des coefficients qu'il faut déterminer avec les conditions de passage entre les domaines.

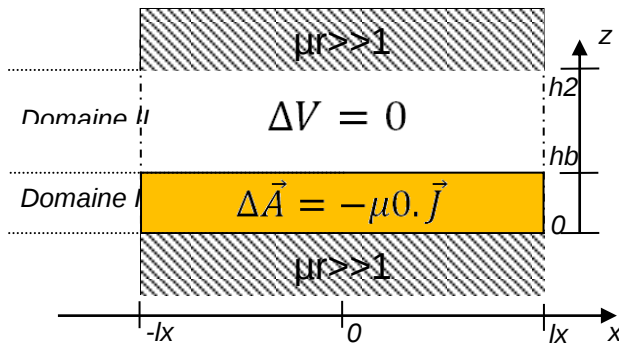


Figure 2.3 : Représentation du domaine de résolution dans le plan (x,z).

- Domaine I :

L'équation à résoudre dans le domaine I comporte un second membre qui prend en compte la présence des courants.

$$\begin{aligned} \Delta A_x &= -\mu_0 \cdot J_x \\ \Delta A_y &= -\mu_0 \cdot J_y \\ \Delta A_z &= 0 \end{aligned} \quad \text{Avec} \quad \begin{cases} -lx \leq x \leq lx \\ -ly \leq y \leq ly \\ 0 \leq z \leq hb \end{cases} \quad (1)$$

Pour résoudre cette équation il faut déterminer l'expression de $J_x(x,y)$ et $J_y(x,y)$ en décomposant les courants en série de Fourier avec l'aide de la Figure 2.1:

$$\begin{aligned} J_x(x, y) &= \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} J_{nm x} \times \cos(wn \cdot x) \times \sin(wm \cdot y) \\ J_{nm x} &= \frac{16 \cdot J}{n \cdot m \cdot \pi^2} \cdot \sin(wn \cdot d12) \times [\cos(wm \cdot d6) - \cos(wm \cdot d5)] \\ J_y(x, y) &= \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} J_{nm y} \times \sin(wn \cdot x) \times \cos(wm \cdot y) \end{aligned} \quad (6)$$

$$J_{nm y} = -\frac{16 \cdot J}{n \cdot m \cdot \pi^2} \times \sin(wm \cdot d56) \times [\cos(wn \cdot d1) - \cos(wn \cdot d1)]$$

Au final dans ce domaine, on trouve les solutions suivantes :

$$\begin{aligned} A_x(x, y, z) &= \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left[A I \cdot e^{k \cdot z} + B I \cdot e^{-k \cdot z} + \frac{\mu_0 \cdot J_{nm x}}{k^2} \right] \times \cos(wn \cdot x) \cdot \sin(wm \cdot y) \\ A_y(x, y, z) &= \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left[C I \cdot e^{k \cdot z} + D I \cdot e^{-k \cdot z} + \frac{\mu_0 \cdot J_{nm y}}{k^2} \right] \times \sin(wn \cdot x) \cdot \cos(wm \cdot y) \\ A_z(x, y, z) &= \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} [E I \cdot e^{k \cdot z} + F I \cdot e^{-k \cdot z}] \times \sin(wn \cdot x) \cdot \sin(wm \cdot y) \end{aligned} \quad (7)$$

- Domaine II :

Le domaine II ne possède aucune source de champ magnétique, on ne retrouve pas de second membre dans l'équation régissant le domaine.

L'équation complète dans ce domaine est alors la même que l'équation générale (4).

La solution après simplifications s'écrit :

$$V(x, y, z) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} [A II \cdot e^{k \cdot z} + B II \cdot e^{-k \cdot z}] \times \cos(wn \cdot x) \cdot \cos(wm \cdot y) \quad (8)$$

pour

$$\begin{cases} -lx \leq x \leq lx \\ -ly \leq y \leq ly \\ hb \leq z \leq h2 \end{cases}$$

Pour que le problème puisse être résolu, il faut trouver les $8 \times N \times M$ coefficients inconnus dans (7) et (8) (où N et M , nombres d'harmoniques pris en compte dans le problème). Pour cela, les conditions aux frontières entre les domaines (9) doivent nous donner un système d'équations comportant les $8 \times N \times M$ équations liants les coefficients entre eux.

$$\vec{n} \times \vec{H} = \vec{0} \quad \text{en } z=0 \text{ et } z=h2 \quad (9)$$

$$\begin{aligned} B_{zI} &= B_{zII} \\ H_{xI} &= H_{xII} \\ H_{yI} &= H_{yII} \end{aligned} \quad \text{en } z=hb$$

De plus, on adopte la jauge de Coulomb dans la région I qui permet d'écrire :

$$\operatorname{div}(\vec{A}) = \frac{\partial A_x}{\partial x} + \frac{\partial A_y}{\partial y} + \frac{\partial A_z}{\partial z} = 0 \quad (10)$$

Une fois que le système d'équations est complet, les coefficients sont calculés par la méthode d'inversion de matrice.

Les inductions magnétiques sont calculées par la suite en posant les équations suivantes :

$$\vec{B}_I = -\mu_0 \cdot \overrightarrow{\operatorname{grad}}(V) \quad (11)$$

$$\vec{B}_{II} = \overrightarrow{\operatorname{rot}}(\vec{A})$$

3. Détermination du courant critique de la bobine

La densité de courant admissible d'une bobine supraconductrice ne dépend pas uniquement du refroidissement comme une bobine de cuivre mais également du champ magnétique appliqué sur le ruban. Plus la température et le champ magnétique seront élevés, plus les caractéristiques du supraconducteur en termes de courant critique (J_c) seront dégradées. Cette dégradation se présente sous forme d'une augmentation des pertes dans le supraconducteur, donc d'une augmentation de la résistivité des matériaux.

La résistivité non linéaire est modélisée par une loi en puissance :

$$E = E_c \times \left(\frac{J}{J_c(T, B)} \right)^{n(T, B)} \quad (12)$$

Avec E_c , la valeur du champ électrique critique, imposé arbitrairement, dans la littérature à une valeur de $1 \mu\text{V/cm}$.

J_c et n dépendent de la température de fonctionnement et du champ magnétique appliqué.

Cette dépendance envers le champ magnétique a été modélisée par la formule de Kim [5] qui exprime n et J_c en fonction du champ magnétique.

De plus, on constate que les supraconducteurs de type II possèdent un comportement anisotrope face au champ magnétique qui n'est pas pris en compte dans le modèle de Kim. Le champ magnétique perpendiculaire au ruban supraconducteur aura une incidence plus élevée sur les dégradations de ses caractéristiques.

Plusieurs auteurs ont développé des lois empiriques pour modéliser cette anisotropie à température fixée, on peut par exemple utiliser ces expressions de $J_c(B)$ et $n(B)$ [6] :

$$\begin{aligned} J_c(B_{||}, B_{\perp}) &= \frac{J_{c0}}{\left(1 + \frac{\sqrt{k^2 B_{||}^2 + B_{\perp}^2}}{B_0} \right)^{\beta}} \\ n(B_{||}, B_{\perp}) &= \frac{n_0}{1 + \frac{\sqrt{k^2 B_{||}^2 + B_{\perp}^2}}{B_{n0}}} \end{aligned} \quad (13)$$

n_0 : constante représentant la valeur de n sous champ nul

Bn_0 : constante caractérisant la dépendance du n vis-à-vis de B (Tesla)

J_{c0} : constante égale la densité de courant critique sous champ nul (A/mm^2)

B_0 : constante caractérisant le matériau (Tesla)

k : facteur d'anisotropie (<1)

β : coefficient caractérisant la dépendance vis-à-vis du champ magnétique

$B_{||}$: champ magnétique appliqué parallèle

$B_{\perp}$: champ magnétique appliqué perpendiculaire

Bn_0 , B_0 , β et k sont déterminés par approximation au sens des moindres carrés des courbes expérimentales $n(B)$ et $J_c(B)$.

En injectant (13) dans (12), on peut obtenir la valeur du champ électrique dans toute la bobine supraconductrice à partir des inductions obtenues avec le modèle analytique.

La valeur du champ électrique sera l'image des pertes dans le ruban.

La difficulté est de détecter les endroits où le champ électrique est grand devant E_c . Ces points seront le siège de fort échauffement du fil qui pourrait se diffuser dans la bobine et la faire transiter. La stabilité du système reposera alors sur le système cryogénique qui acceptera des augmentations locales du champ électrique plus ou moins élevées.

En termes de dimensionnement, nous imposons deux critères sur le champ électrique.

Un critère de surveillance du champ électrique maximum. Pour cela, on va chercher l'endroit où E est maximum et on va le comparer à E_c .

Un deuxième critère est basé sur le calcul de la tension aux bornes de la bobine. Cette tension est calculée par l'expression de la puissance totale dissipée dans la bobine. Le calcul considère que le courant qui circule

dans la bobine est constant et homogène sur la section droite de la bobine :

$$P = U \cdot I = \iiint_V E(x, y, z) \cdot J \cdot dV$$

avec

$$J = \frac{N \cdot I}{S} \quad (2)$$

par identification

$$U = \frac{N}{S} \iiint_V E(x, y, z) \cdot dV$$

On compare ensuite U à la tension critique U_c ($U_c = E_c \cdot L_b$, où L_b représente la longueur du ruban constituant de la bobine).

Si U est supérieur à U_c , les pertes dans la bobine sont considérées comme excessives.

4. Résultats

4.1. Validation du modèle analytique

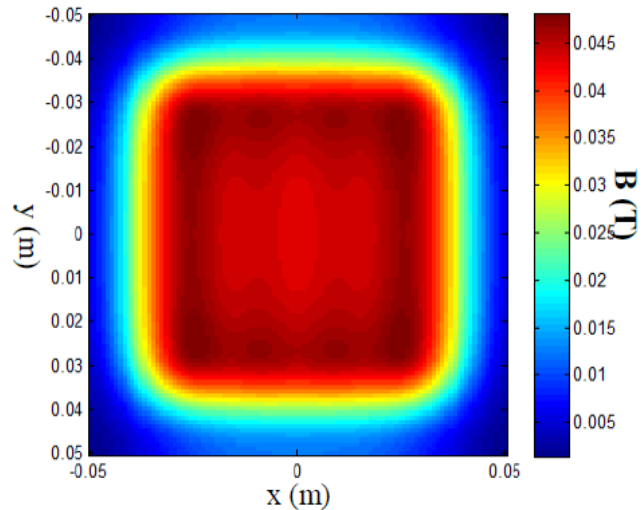
Pour vérifier les résultats obtenus avec le modèle analytique, on fixe aléatoirement les dimensions d'un inducteur linéaire. **Les amplitudes de champ magnétique et électrique calculées par la suite ne seront donc pas représentatives des performances réelles d'un inducteur supraconducteur.**

Ces caractéristiques sont données dans le Tableau 1. La validation du modèle est effectuée en comparant les résultats analytiques avec ceux d'un calcul par éléments finis 3D effectués sous COMSOL MULTIPHYSICS®.

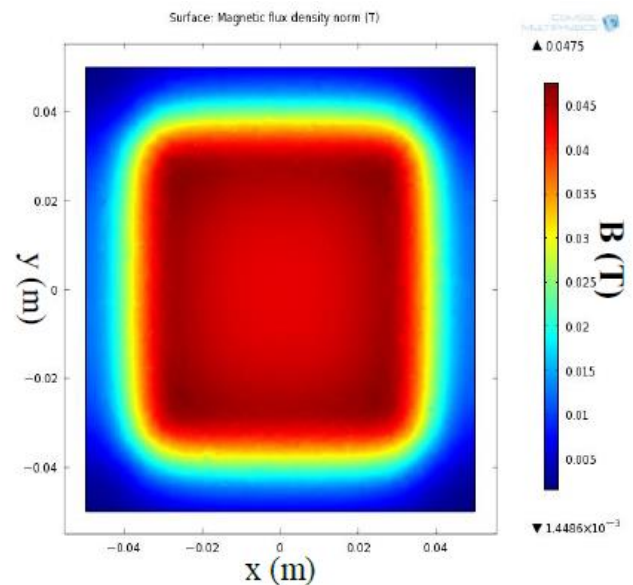
Tableau 1 : Dimension de l'inducteur supraconducteur.

Paramètres	Descriptions	Valeurs
2.lx	Longueur du domaine suivant x, mm	100
2.ly	Longueur du domaine suivant y, mm ($ly \gg lx$)	500
e=h2-hb	Epaisseur de l'entrefer, mm	20
hb	Hauteur de la bobine, mm	4,1
d1	Dimension externe de la bobine suivant x, mm	40
d5	Dimension externe de la bobine suivant y, mm	40
Ep=d1-d2	Epaisseur de la bobine, mm	10
J	Densité de courant dans la bobine, A/mm ²	20

Sur la Figure 4.1, on compare la norme de l'induction magnétique en $z=1,4\text{cm}$ entre le modèle analytique (a) et la méthode numérique (b). Le modèle analytique effectue le calcul en 0,63 secondes en prenant en compte 30 harmoniques suivant x et y (le nombre d'harmonique représente la précision du calcul), alors que le logiciel de calcul numérique met environ 10 minutes.



(a)



(b)

Figure 4.1: Comparaison de la norme de l'induction en $z=1,4\text{cm}$, (a) Modèle analytique, (b) Méthode numérique.

Pour mieux apprécier la précision du modèle analytique, la Figure 4.2 compare $B_x(x)$ et $B_z(x)$ en $z=1,4\text{cm}$ et $y=0$ entre les deux méthodes.

On peut également calculer la force d'attraction (F_z) entre la bobine supraconductrice et la culasse ferromagnétique qui se trouve en face. Pour cela, on utilise le tenseur de Maxwell sur une surface au centre de l'entrefer. On trouve ainsi 2.13 N avec le modèle analytique contre 2.02 N par éléments finis, soit une erreur de 5,44%. Ces différents résultats permettent de valider le modèle analytique.

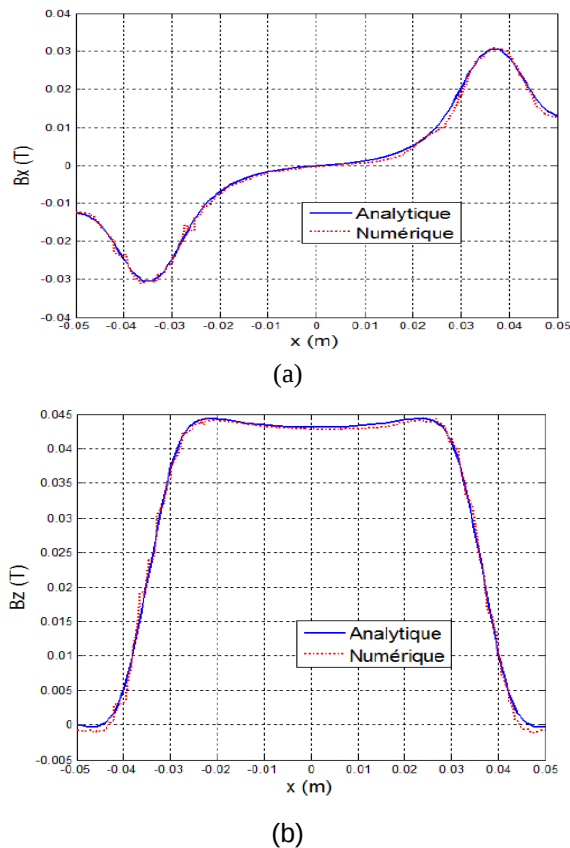


Figure 4.2 : Comparaison de $B_x(x)$ et $B_z(x)$ en $z=1,4\text{cm}$ et $y=0$ entre le modèle analytique et numérique.

4.2. Champ électrique dans la bobine

Les caractéristiques du ruban en BSSCO sont représentées dans le Tableau 2. A partir de ces paramètres on détermine le champ électrique dans le supraconducteur avec les méthodes analytique et numérique.

Tableau 2 : Caractéristiques du ruban BSSCO utilisé dans le modèle [7].

Paramètres	Descriptions	Valeurs
J_{c0}	Constante de l'expression $J_c(B)$, A/mm^2	55
B_0	Constante de l'expression $J_c(B)$, T	0.008
β	Constante de l'expression $J_c(B)$	0.58
k	Facteur d'anisotropie	0.1
n_0	Constante de l'expression $n(B)$	15
B_{n0}	Constante de l'expression $n(B)$, T	0.1
l_s	Largeur du ruban, mm	4.1
ϵ_{ps}	Epaisseur du ruban avec isolant, mm	0.24
k_f	Coefficient de foisonnement	0.8
N	Nombre de spires de la bobine	33

La représentation du champ électrique dans la bobine se fera sur les deux surfaces ci-dessous. La surface (1) représente une coupe d'une barre de courant en son milieu suivant x et y et la deuxième (2) une coupe suivant x et z . Sur cette barre, la composante perpendiculaire du champ magnétique sera B_x .

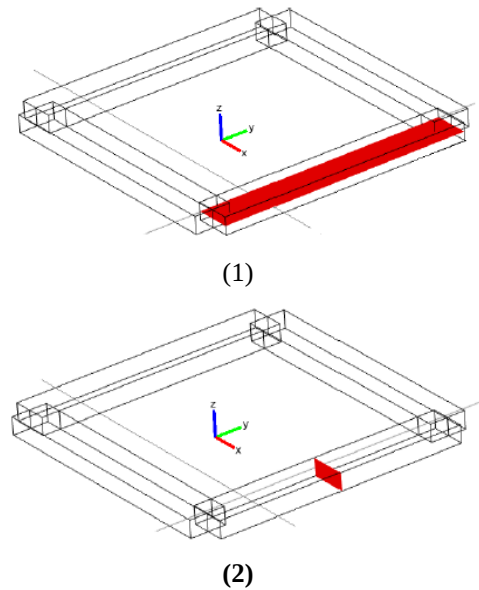


Figure 4.3 : Surfaces utilisées pour représenter le champ électrique.

La Figure 4.4 représente une comparaison entre le calcul du champ électrique sur la surface Figure 4.3 (1) avec l'utilisation du modèle analytique (a) et numérique (b).

Quand le critère E/E_c est localement supérieur à 1, cela signifie que la valeur du courant critique J_c a été dépassé. Les pertes par effet Joule ne seront plus négligeables et la stabilité du système sera liée à la puissance cryogénique du système.

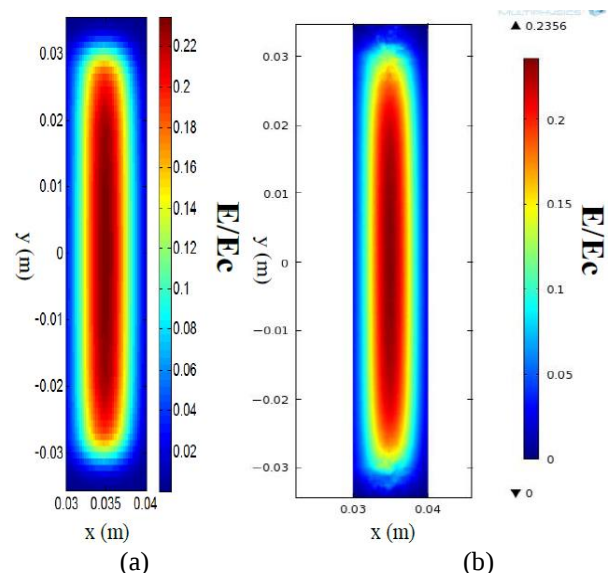


Figure 4.4 : E/E_c sur la surface (Figure 4.3 (1)) entre la méthode analytique (a) et numérique (b).

Sur la Figure 4.5, on calcule le champ électrique (a) et la composante du champ magnétique B_x (b) sur la surface Figure 4.3 (2).

On constate un fort champ électrique dans la bobine quand la composante du champ magnétique perpendiculaire (ici B_x) est maximale.

La surface Figure 4.3 (2) possède le champ électrique le plus élevé de l'ensemble de la bobine. Il faudra lors d'un dimensionnement être attentif aux amplitudes de champ électrique maximum dans cette zone.

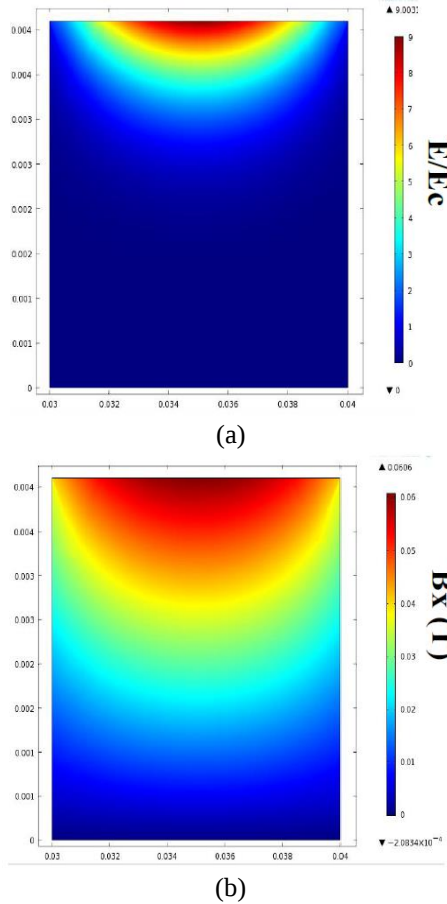


Figure 4.5 : Représentation de l'induction B_x (b) et du critère E/E_c (a) sur la surface (2) de la Figure 4.3.

En faisant varier le courant dans la bobine, on retrouve la loi en puissance décrite par l'équation (12). Sur la Figure 4.6, on aperçoit cette tension calculée par la méthode analytique et numérique.

Sans optimisation des deux méthodes, la méthode analytique trouve ce résultat en 9 minutes avec 50 harmoniques suivant x et y (le calcul local du champ électrique demande une grande précision sur le champ magnétique: on est ainsi forcé d'augmenter le nombre d'harmonique), alors que la méthode numérique nécessite un temps de calcul de 50 minutes. Les deux méthodes nous donnent une densité de courant critique (J_c) de la bobine de 20 A/mm^2 .

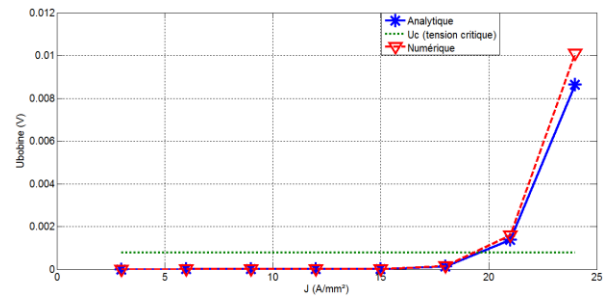


Figure 4.6 : Tension aux bornes de la bobine en fonction du courant.

5. Conclusion

Dans ce papier, nous avons présenté une méthode de modélisation analytique d'un inducteur supraconducteur en 3D. Comparé aux méthodes numériques, ce modèle analytique permet de réaliser un pré-dimensionnement d'un dispositif très rapidement. Nous avons validé notre modèle en comparant les résultats sur le champ magnétique obtenus, avec ceux d'un logiciel utilisant le calcul par éléments finis.

Nous avons également intégré dans le modèle, la loi en puissance du ruban supraconducteur pour tenir compte de la dépendance du courant critique vis à vis du champ magnétique. Nous avons ainsi constaté que la partie de la bobine la plus proche de l'entrefer possède les pertes les plus élevées. De plus, un calcul de la tension aux bornes de la bobine nous apporte un aperçu des pertes totales dans l'inducteur.

Pour finir, ce modèle pourra être utilisé dans un algorithme de dimensionnement qui tiendra compte des pertes dans le supraconducteur en surveillant un critère de champ électrique maximum (E/E_c) et un critère sur la tension s'appliquant aux bornes de la bobine (U/U_c). Par contre, une étude paramétrique doit être effectuée pour valider l'hypothèse de linéarisation du modèle analytique dans le cadre de machine cylindrique.

6. Références

- [1] J. F. Charpentier, N. Fadli, and J. Jennane, "Study of Ironless Permanent Magnet Devices Being Both a Coupling and an Axial Bearing for Naval Propulsion", IEEE Trans. On Magnetics, vol. 39, pp. 3235-3237, 2003.
- [2] A. Rezzoug, J.-P. Caron, J. Lévêque, D. Netter, B. Douine, K. Berger, et E. H. Ailam, "Les supraconducteurs: des propriétés aux applications électrotechniques", EF'2003.
- [3] Lubin, T. and Mezani, S. and Rezzoug, A, G, "Simple analytical expressions for the force and torque of axial magnetic couplings", IEEE Trans. On Energy Conversion, vol. 27, pp. 536-546, 2012.

- [4] Smeets, JPC and Overboom, TT and Jansen, JW and Lomonova, EA, "Three-Dimensional Magnetic Field Modeling for Coupling Calculation Between Air-Cored Rectangular Coils", *IEEE Trans. On Magnetics*, vol. 47, pp. 2935-2938, 2011.
- [5] Y. B. Kim, C. F. Hempstead, et A. R. Strnad, "Critical Persistent Currents in Hard Superconductors", *Physical Review Letters*, vol. 9, no. 7, p. 306-309, oct. 1962.
- [6] F. Gömöry et B. Klinčok, "Self-field critical current of a conductor with an elliptical cross-section", *Superconductor Science and Technology*, vol. 19, no. 8, p. 732-737, août. 2006.
- [7] S. Bendali, "Dimensionnement d'un moteur supraconducteur HTc", Thèse de doctorat de l'Université de Lorraine, décembre 2012.

Comparaison de topologies de convertisseurs DC/DC entrelacées en cas de défauts d'interrupteurs de puissance pour véhicule électrique à pile à combustible

D. GUILBERT, A. GAILLARD, A. N'DIAYE, A. DJERDIR

IRTES-SET, UTBM, 90010 BELFORT Cedex

Fédération de Recherche CNRS FCLab (FR CNRS 3539), Rue Thierry Mieg, 90010 BELFORT

damien.guilbert@utbm.fr

Résumé : Ces dernières années, la pile à combustible à membrane échangeuse de protons (PEMFC) a été désignée par les chercheurs publics et privés comme étant le candidat idéal pour les applications automobiles à grande autonomie et à zéro émission de polluants (gaz, bruits). Cependant, avant la commercialisation des véhicules électriques à pile à combustible, certains verrous technologiques restent à résoudre en particulier la continuité de service de la chaîne de traction du véhicule en cas de défauts. Dans cette optique, ce travail de recherche se focalise sur les convertisseurs DC/DC entrelacés permettant de prendre en compte les problématiques des applications automobiles à pile à combustible. Ces topologies ont la possibilité comparée à la topologie boost classique de fonctionner même en cas de défauts, permettant par conséquent d'assurer une continuité de service. L'objectif de cet article est de montrer et analyser les impacts de défauts d'interrupteurs de puissance pour chaque topologie sur l'ondulation de courant de la pile à combustible, les formes d'onde (e.g. tension du bus DC, courants de phase des topologies) et sur les inductances sans modifier les topologies et leurs contrôles.

1. Introduction

Depuis ces dernières années, la pile à combustible connaît un intérêt croissant pour la génération de puissance autant pour les applications stationnaires qu'embarquées. Parmi les technologies existantes, la pile à combustible à membrane d'échange de protons bien connue sous le nom de *Proton Exchange Membrane Fuel Cell* (PEMFC), est l'une des technologies les plus prometteuses pour la production d'énergie dans les applications automobiles en raison d'une densité d'énergie élevée et d'une faible température de fonctionnement, lui permettant un démarrage plus rapide [1]. Cependant, certaines questions sont toujours en attente, en particulier sur la faible tension produite en sortie de la pile à combustible. En conséquence, un convertisseur DC/DC est indispensable pour élever cette tension jusqu'au niveau de tension du bus DC. Afin d'être optimaux, les convertisseurs DC/DC doivent répondre à de nombreuses exigences dans les applications véhicule électrique à pile à combustible à savoir[2] :

- 1) Faible masse et petit volume ;
- 2) Haute efficacité énergétique ;
- 3) Haute densité de puissance ;
- 4) Faible coût ;
- 5) Faible perturbation électromagnétique ;

- 6) Ondulation de courant réduite afin de prolonger la durée de vie de la pile à combustible.

En outre, la fiabilité et la continuité de service des chaînes de tractions restent des préoccupations majeures afin que les véhicules électriques puissent accéder au marché grand public de l'automobile. En effet, la présence de défauts dans les chaînes de traction peut conduire à des dysfonctionnements dans les véhicules et ainsi réduire ses performances par rapport aux véhicules conventionnels.

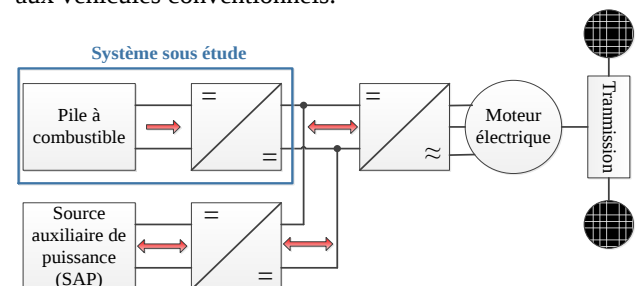


Figure 1 : Architecture de la chaîne de traction d'un véhicule électrique à pile à combustible [3]

Dans l'hypothèse où des défauts électriques se produisaient, les chaînes de traction des véhicules électriques à pile à combustible devraient inclure des

topologies et/ou des contrôles tolérants aux fautes pour les différents convertisseurs DC/DC et DC/AC. Contrairement aux convertisseurs DC/DC, des topologies et contrôles tolérants aux fautes pour les convertisseurs DC/AC ont été largement étudiés dans la littérature [4]. C'est pourquoi, ce travail de recherche se concentre sur l'étude de deux topologies de convertisseurs DC/DC entrelacées en termes de tolérance aux défauts. Jusqu'à maintenant, ces topologies ont été étudiées dans la littérature [5]-[7] pour des conditions de fonctionnement en mode sain (sans défauts). La contribution principale de cet article est d'analyser les impacts des fonctionnements en mode dégradé (présence de défauts) pendant le fonctionnement du véhicule. Les deux éléments les plus critiques dans les convertisseurs DC/DC sont les condensateurs électrolytiques aluminium et les interrupteurs de puissance. En effet, 60% des dysfonctionnements et pannes sont dues à des défaillances des condensateurs électrolytiques et 31% à des défaillances des interrupteurs de puissance [8]. Plusieurs travaux ont été rapportés dans la littérature concernant l'impact de la dégradation des condensateurs dans les convertisseurs DC/DC [8], [9]. Ainsi, cette étude insiste sur les défauts d'interrupteur de puissance. Le véhicule électrique à pile à combustible représenté sur la Figure 1, utilise une pile à combustible comme source principale de puissance et une source auxiliaire de puissance (batteries ou supercondensateurs) pour assister la propulsion du véhicule pendant les phases transitoires et absorber l'énergie cinétique durant les phases de freinage régénératif. De plus, cette configuration permet d'améliorer la durée de vie de la pile à combustible et l'autonomie (économie de l'hydrogène).

Tout d'abord, les deux convertisseurs DC/DC entrelacés et leurs avantages sont présentés dans la section 2. Ensuite, les modélisations de la pile à combustible et des deux topologies de convertisseurs DC/DC associées à leurs contrôles sont développés dans la section 3. Enfin, des résultats de simulation pour l'impact des défauts sur la pile à combustible et les deux topologies sont illustrés dans la section 4.

2. Topologies de convertisseurs DC/DC entrelacés

2.1. Présentation des deux topologies

La première topologie est un convertisseur DC/DC boost entrelacé, bien connu sous le nom de *Interleaved Boost Converter (IBC)*, consistant à relier N convertisseurs boost en parallèle partageant un bus DC commun. Le choix du nombre de phases résulte d'un compromis entre le volume des inductances, rendement, ondulation de courant d'entrée, redondance et coût. En revanche, la seconde topologie est un convertisseur DC/DC boost flottant entrelacé, communément appelé *Floating-Interleaving Boost Converter (FIBC)*[6]. Cette dernière présente certains avantages, par exemple l'entrelacement et un gain de

tension élevé. Afin de respecter l'équilibre du bus flottant, le nombre d'entrelacements du convertisseur FIBC doit être toujours paire. Le choix du nombre de phases de ce convertisseur résulte d'un compromis entre l'ondulation de courant d'entrée, le volume des inductances et l'efficacité énergétique [7]. Les schémas électriques des deux topologies entrelacées associées à la pile à combustible sont représentés sur la Fig. 2.

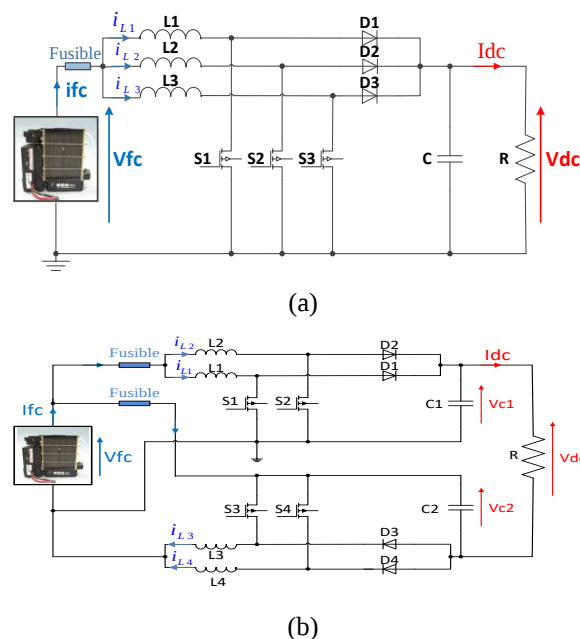


Figure 2 : (a) Convertisseur boost entrelacé 3 phases (IBC), (b) Convertisseur boost flottant entrelacé 4 phases (FIBC)

Afin de faciliter l'étude, l'ensemble des charges (réseau de bord, moteur de traction et auxiliaires) est considéré comme une charge résistive connectée au bus DC. De plus, des fusibles ont été ajoutés à la Figure 2 afin d'isoler la pile à combustible en cas de défauts de court-circuit. Ces fusibles sont placés en série avec la pile à combustible dans le cas de topologies non-tolérantes aux fautes. Par contre, si les topologies proposées étaient tolérantes aux fautes, les fusibles seraient en série avec les interrupteurs de puissance, permettant par conséquent de satisfaire les exigences de la tolérance aux fautes.

2.2. Avantages de ces topologies

Les convertisseurs DC/DC entrelacés ont plusieurs avantages comparés aux autres topologies de convertisseurs DC/DC pour des applications pile à combustible[10]-[14], incluant compacité, haut rendement, fiabilité, courant d'ondulation réduit et prédisposition aux fonctionnements en mode dégradé. En effet, en raison de leurs architectures redondantes, si un défaut apparaît sur une phase, les autres phases peuvent être utilisées comme un système de compensation, évitant par conséquent une interruption de fourniture d'énergie. Une autre raison pour ce choix

de topologies est l'annulation du courant d'ondulation pour des valeurs spécifiques de rapport cyclique. Par exemple, pour la topologie (a), l'ondulation de courant devient nulle pour deux valeurs de rapport cyclique ; tandis que pour la topologie (b), elle devient nulle pour trois valeurs de rapport cyclique. La Figure 3 montre la variation du rapport de l'ondulation du courant d'entrée, Δi_{fc} sur l'ondulation de courant dans une inductance, Δi_{Lx} en fonction du rapport cyclique pour la topologie boost classique utilisée en générale pour des applications pile à combustible [15], IBC N=3 et FIBC N=4. Où $x \in \{1, \dots, N\}$, N est le nombre de phases du convertisseur.

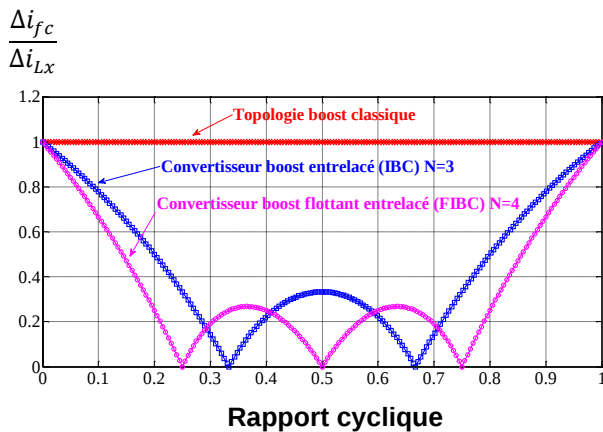


Figure 3 : Rapport de l'ondulation de courant d'entrée sur l'ondulation de courant dans une inductance en fonction du rapport cyclique

3. Modélisation du système étudié et contrôles des deux topologies

3.1. Modélisation et validation du modèle de la pile à combustible

3.1.1. Modélisation multi-physique

Afin de décrire avec précision le comportement de la pile à combustible, une modélisation multi physique de la pile à combustible a été utilisée. Cette modélisation couvre le domaine électrique et thermique. La Figure 4 montre la modélisation multi physique de la pile à combustible sous forme de bloc avec les données d'entrées et de sortie.



Figure 4 : Modélisation multi physique de la pile à combustible

Le domaine électrique permet de décrire la courbe de polarisation et les pertes associées. Ces dernières peuvent être classifiées en trois catégories : pertes

d'activation, pertes ohmiques et pertes par concentration. En tenant compte de ses pertes, la tension V_{fc} délivrée par la pile à combustible peut être exprimée par [16], [17]:

$$V_{fc} = E - \Sigma p_{ertes} = E - \Delta V_{act} - \Delta V_{ohm} - \Delta V_{con} \quad (1)$$

Où E représente la tension idéale de la pile à combustible. Les performances de la pile à combustible dépendent fortement des conditions de fonctionnement comme par exemple la pression, la température et l'humidité relative. C'est pourquoi, ces paramètres sont intégrés dans la modélisation. Par comparaison, le domaine thermique décrit la génération de chaleur, les échanges de chaleur par convection dans les canaux, les diffusions de chaleur par conduction ou par transport de masse, la radiation et la convection naturelle [16]. Le domaine thermique peut être modélisé par l'équation suivante [16] :

$$m_{stack} C_{p,stack} \left(\frac{dT_{stack}}{dt} \right) = Q_{theo} - Q_{elec} - Q_{conv} - Q_{pertes} \quad (2)$$

Où m_{stack} est la masse du stack, $C_{p,stack}$ est la capacité thermique à pression constante, Q_{theo} est la puissance totale théorique dynamique produite pendant la réaction électrochimique, Q_{elec} est la puissance électrique, Q_{conv} est le flux thermique par convection dans les canaux et enfin Q_{pertes} est le flux thermique dissipé par la surface externe du stack.

3.1.2. Validation du modèle

Des essais expérimentaux ont été réalisés afin de les comparer à la modélisation multi-physique. Le banc de test de la pile à combustible est montré sur la Figure 5. La Figure 6 compare les mesures expérimentales à la fois pour le modèle électrique et thermique. Comme il peut être observé, la modélisation multi-physique permet de donner une excellente approximation des mesures expérimentales.

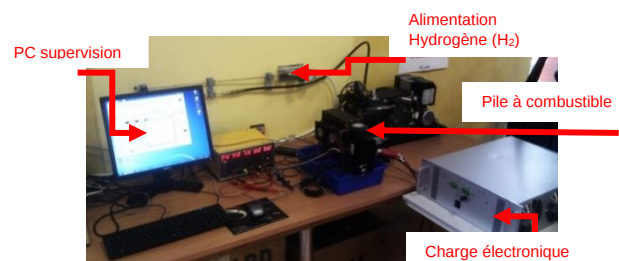


Figure 5 : Banc de test des essais expérimentaux sur la pile à combustible

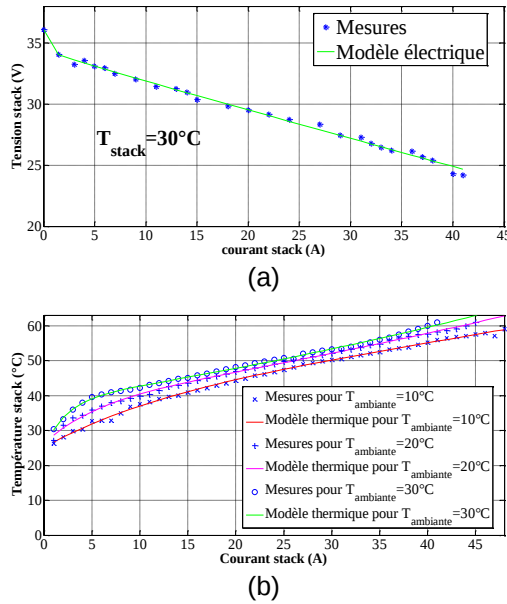


Figure 6 : (a) Validation du modèle électrique, (b) Validation du modèle thermique

3.2. Modélisation des topologies IBC et FIBC

3.2.1. Modélisation dynamique

Afin de concevoir les contrôles pour des objectifs de performance, des modèles dynamiques appropriés des topologies sont exigés. Par conséquent, la modélisation moyenne en petits signaux, bien connue sous le nom *small-signal averaged model* [18], a été appliquée pour chaque topologie afin de prendre en considération leurs non-linéarités dues aux interrupteurs de puissance, inductances, etc... Ce modèle moyen en petits signaux a été évalué en écrivant les équations des deux topologies reportées sur la Figure 2 dans les périodes de fonctionnement D.Ts et (1-D).Ts. Où Ts est la période de commutation des deux topologies et D est le rapport cyclique. En outre, dans cette étude, les résistances internes des inductances, R_{Lx} sont négligées. Tout d'abord, les fonctions de transferts en boucle ouverte dans le domaine de Laplace dénoté par la lettre s du convertisseur IBC ont été obtenues à partir du modèle moyen en petits signaux :

$$G_{ix}(s) = \frac{\tilde{i}_{Lx}}{\tilde{d}} = \frac{2V_{dc}}{R(1-D)^2} \frac{1 + \frac{RC}{2}s}{1 + \left(\frac{L}{R(1-D)^2}\right)s + \left(\frac{LC}{(1-D)^2}\right)s^2}; \quad (3)$$

$$G_{vx}(s) = \frac{\tilde{V}_{dc}}{\tilde{i}_{Lx}} = \frac{R(1-D)}{2} \frac{1 - \left(\frac{L}{R(1-D)^2}\right)s}{1 + \left(\frac{RC}{2}\right)s}$$

De la même façon, les fonctions de transfert en boucle ouverte dans le domaine de Laplace du convertisseur FIBC ont été obtenues :

$$G_{ix}(s) = \frac{\tilde{i}_{Lx}}{\tilde{d}} = \frac{\frac{2(D+3)}{1-D} + \left(1 + \frac{RC}{D+3}\right)s}{2R(1-D)^2 + 2Ls + RLCs^2} \quad (4)$$

$$G_{vx}(s) = \frac{\tilde{V}_{dc}}{\tilde{i}_{Lx}} = \frac{2R(1-D)V_{dc} - \frac{2RLs}{1+D}}{2R(1-D)^2 + 2Ls + RLCs^2}$$

Où $\tilde{V}_{dc}$, $\tilde{d}$, $\tilde{i}_{Lx}$ sont des petites perturbations autour de leurs points de fonctionnements.

3.2.2. Choix du contrôle des deux topologies

La conception optimale d'un correcteur est une tâche difficile étant donné que, selon les équations (3) et (4), les paramètres des fonctions de transfert varient fortement avec la charge R. Afin de choisir et de concevoir correctement les correcteurs, il est essentiel d'établir les objectifs de contrôle, qui peuvent être formulés comme suit :

- 1) La tension du bus DC doit être régulée à chaque instant lors des variations de charge et des conditions de fonctionnements de la pile à combustible influant la tension délivrée ;
- 2) Le courant de la pile à combustible doit être réparti équitablement entre les différentes phases des convertisseurs afin d'éviter une surcharge sur l'une des phases, particulièrement pour des valeurs de charge élevées. En outre, les courants de phase doivent être correctement décalés les uns par rapports aux autres afin de minimiser l'ondulation de courant d'entrée qui est indésirable dans les applications pile à combustible ;
- 3) La stabilité et les performances dynamiques doivent être toujours garanties quand le système fonctionne en boucle fermée.

Par ailleurs, ces objectifs de contrôle doivent être respectés pour des conditions de fonctionnement en mode dégradé. En d'autres termes, la régulation de la tension du bus DC et la répartition équitable du courant dans chaque phase doivent être assurés en présence de défauts. Dans cette optique, un contrôle PI intégrant deux boucles de régulation semble le plus approprié afin de satisfaire les exigences de contrôle. Le diagramme bloc du contrôle linéaire en boucle fermée pour une phase est montré sur la Figure 7.

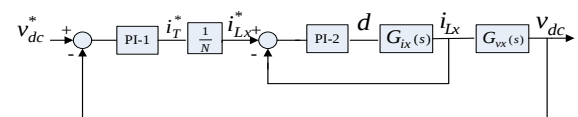


Figure 7 : Diagramme bloc du contrôle linéaire en boucle fermée pour une phase

3.2.3. Présentation et conception du contrôle des deux topologies

L'architecture de la stratégie de contrôle linéaire des deux topologies est représentée sur la Figure 8.

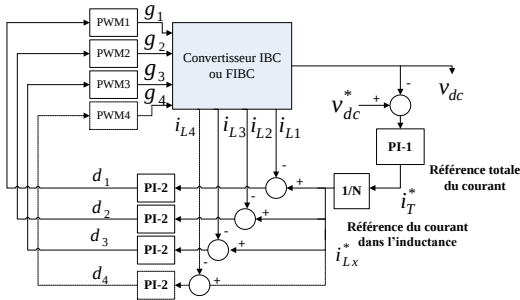


Figure 8 : Architecture de la stratégie de contrôle linéaire

Cette dernière se compose d'une boucle de tension qui compare la référence de la tension du bus DC avec celle mesurée. De là, la référence totale du courant est obtenue à partir d'un contrôle PI et ensuite cette référence est partagée équitablement entre les différentes phases. Par exemple, pour la topologie IBC, la référence totale du courant est divisée par $N=3$; tandis que pour la topologie FIBC, le courant total est divisé par $N=4$. Ensuite, la boucle interne permet d'obtenir les rapports cycliques $\{d_1, d_2, d_3, d_4\}$ à partir des contrôles PI. Enfin, les rapports cycliques sont comparées à des signaux PWM à la fréquence de commutation f_s et ensuite les signaux sont décalés les uns par rapport aux autres afin de constituer les signaux de commande des interrupteurs de puissance $\{g_1, g_2, g_3, g_4\}$. Par exemple, ces signaux de commande sont décalés de $t_s/3$ et $2t_s/3$ pour la topologie IBC ; tandis que les signaux sont décalés de $t_s/4$, $t_s/2$ et $3t_s/4$ pour la topologie FIBC. Les contrôles PI $\{PI1, PI2\}$ sont définis par les expressions suivantes :

$$PI1(s) = K_1 \left(1 + \frac{1}{T_{1s}}\right); PI2(s) = K_2 \left(1 + \frac{1}{T_{2s}}\right) \quad (5)$$

Ces contrôles PI ont été conçus afin de satisfaire les objectifs de contrôle et certaines exigences de conception telles que la marge de phase, la marge de gain et le temps de réponse. En résumé, ils conduisent aux performances satisfaisantes, à savoir une marge de phase à 45° et une marge de gain à 10dB.

4. Résultats de simulation

4.1. Etude des topologies en mode sain

En s'appuyant sur le modèle multi physique de la pile à combustible, des topologies de convertisseurs DC/DC et de la conception des contrôles PI, des simulations numériques ont été réalisées. Le logiciel Matlab®-Simulink® a été adopté comme outil de simulation, avec les paramètres du système étudié donnés dans le Tableau 1.

Tableau 1 : Paramètres du système étudié + PI

Paramètre du système	Valeur
Puissance nominale de la pile à combustible, P_{fc}	1 [kW]
Plage de tension de la pile à combustible, V_{fc}	24-36[V]
Tension nominale de la pile à combustible, V_{fc}	26 [V]
Courant nominal de la pile à combustible, i_{fc}	42 [A]
Tension du bus DC, V_{dc}	100 [V]
Fréquence de commutation, f_s	10 [kHz]
Paramètres PI du convertisseur IBC	Valeur
PI1 (boucle de tension)	$K_1=300$ $T_1=1$
PI2 (boucle de courant)	$K_2=5.5$ $T_2=0.002$
Paramètres PI du convertisseur FIBC	Valeur
PI1 (boucle de tension)	$K_1=80$ $T_1=0.8$
PI2 (boucle de courant)	$K_2=5$ $T_2=0.003$

Plusieurs travaux ont été reportés dans la littérature concernant l'étude des convertisseurs DC/DC pour des applications pile à combustible. La plupart de ces études considèrent soit que la pile à combustible fonctionne à sa tension nominale [7] ou bien à des points spécifiques selon certaines valeurs de rapport cyclique [5], [6], [19]-[21]. Par conséquent, le rapport cyclique reste inchangé en dépit des variations de la charge. Un des objectifs de cet article est de considérer la non-linéarité de la courbe de polarisation afin de prendre en considération différents points de fonctionnements avec des rapports cycliques variables. Par ailleurs, le but de cette partie est de montrer quelques résultats de simulation lorsque les deux topologies fonctionnent en mode sain, c'est-à-dire sans défauts. La modélisation du système sous Matlab®-Simulink® est représentée sur la Figure 9. Un filtre passe-bas LC a été placé entre la pile à combustible et le convertisseur DC/DC afin de filtrer l'ondulation de courant HF généré à l'entrée du convertisseur.

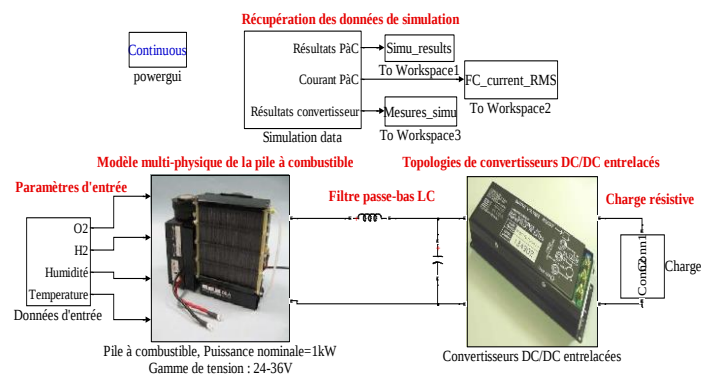


Figure 9 : Modélisation du système dans l'environnement Matlab/Simulink

Les résultats de simulations sont donnés sur les figures 10 et 11.

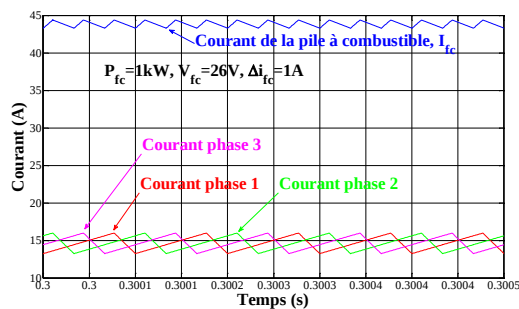


Figure 10 : Courants de la pile à combustible et des inductances pour la topologie IBC

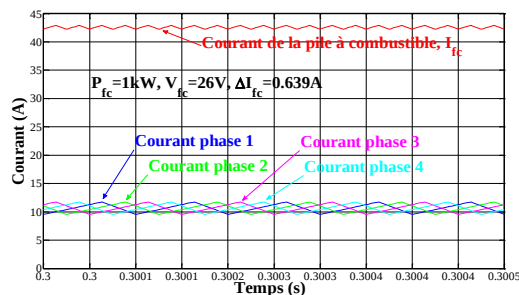


Figure 11 : Courants de la pile à combustible et des inductances pour la topologie FIBC

Les Figures 10 et 11 illustrent les courants de la pile à combustible et des inductances. Comme il peut être vu sur les Figures 10 et 11, pour un fonctionnement en régime établi à puissance nominale, l'ondulation du courant FIBC est plus faible que celle de la topologie IBC en raison de son nombre d'entrelacements. Partant de ces résultats en fonctionnement sain, l'objectif par la suite est d'illustrer les impacts de défauts d'interrupteurs de puissance sur ces grandeurs physiques tant sur la pile à combustible que sur le convertisseur.

4.2. Etude des topologies en mode dégradé

4.2.1. Défauts considérés dans les convertisseurs DC/DC

En se basant sur la distribution de défaillance pour chaque composant des convertisseurs DC/DC [8] et la littérature concernant l'étude des défauts [8], [9], cet article se concentre principalement sur l'étude des impacts de défauts d'interrupteurs de puissance. Les défauts les plus communs dans les interrupteurs de puissance sont les défauts de circuit-ouvert, défauts de commande et enfin défauts de court-circuit [22]. Les défaillances dans ce composant peuvent être attribuées à différents facteurs, tels que :

- 1) Défaillance de la commande ;
- 2) Conditions de fonctionnement avec des courants et tensions élevés ;
- 3) Transitoires.

En outre, les défauts de circuit-ouvert peuvent être une conséquence directe des défauts de court-circuit ou de commande. Dans cette étude, seulement les défauts de circuit-ouvert sont considérés. De plus, une discussion est ouverte sur les impacts des défauts de court-circuit sur le fonctionnement des topologies.

4.2.2. Impacts des défauts de circuit-ouvert

Afin d'étudier les impacts, un défaut de circuit ouvert a été simulé à $t=0.5s$ lorsque la pile à combustible fonctionne en régime permanent à sa puissance nominale. Ce défaut est simulé en créant une défaillance dans la commande du convertisseur. La Figure 12 illustre l'architecture de la stratégie de commande avec la simulation d'un défaut circuit-ouvert sur l'interrupteur S2.

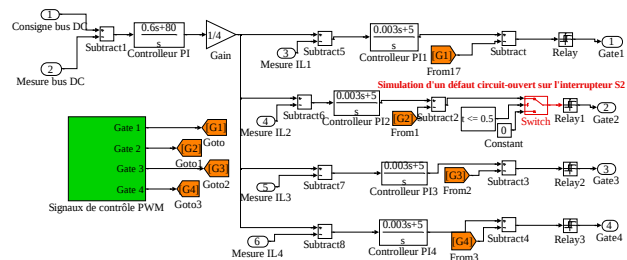


Figure 12 : Simulation d'un défaut dans la commande pour la topologie FIBC

Dans un premier temps, les effets sur les courants et la tension du bus DC sont illustrés sur les Figures 13 et 14.

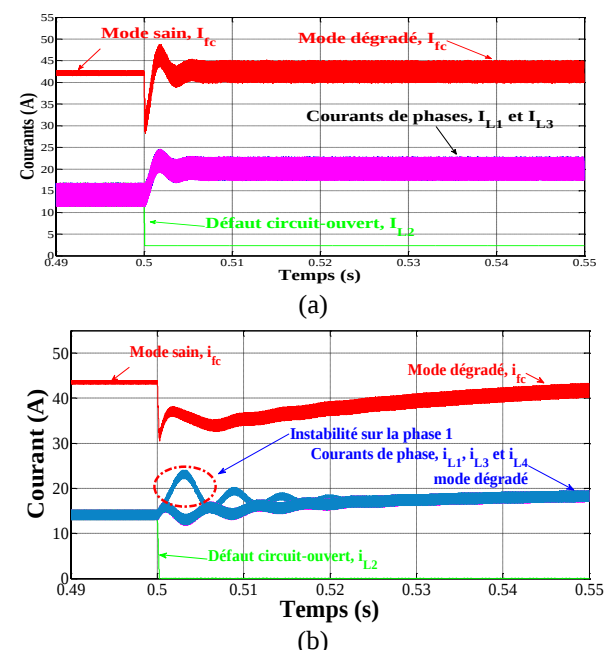


Figure 13 : Courants de la pile à combustible et des inductances avant et après défaut : (a) Topologie IBC, (b) Topologie FIBC

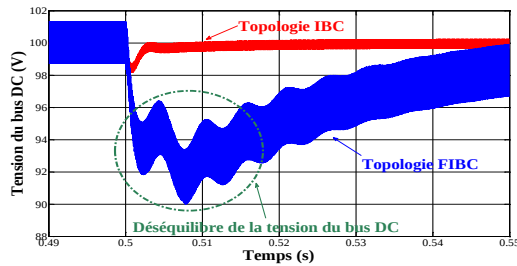


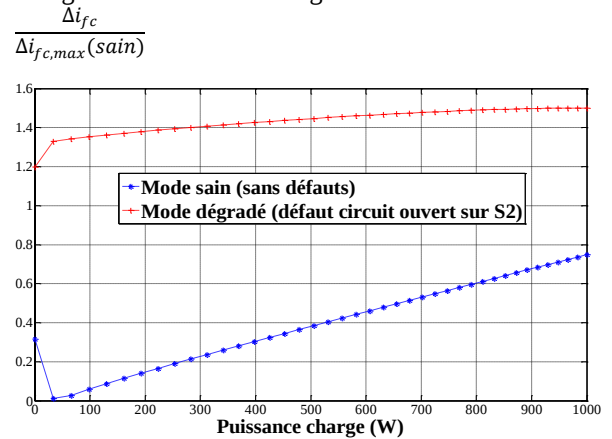
Figure 14 : Tension du bus DC avant et après défaut pour les deux topologies

Comme il peut être observé sur les Figures 13 et 14, si une phase du convertisseur est hors-service, les topologies entrelacées continuent à fournir de la puissance à la charge sans interruption. Cependant, contrairement à la topologie IBC, la topologie FIBC est réalisée par la connexion en parallèle des versions flottantes et non-flottantes du boost classique[6]. En conséquence, dans le cas de cette étude, le défaut a été créé dans la partie flottante causant une instabilité sur la phase 1 de la topologie comme le souligne les Figures 13b et 14. Malgré la présence du défaut, la perte d'une phase est compensée sur les trois phases saines avec une répartition équitable du courant. En outre, l'absence d'une phase dans le fonctionnement des topologies va entraîner l'augmentation de l'ondulation de courant de la pile à combustible. Cette augmentation peut avoir des effets négatifs sur la pile à combustible, tels que [23], [24] :

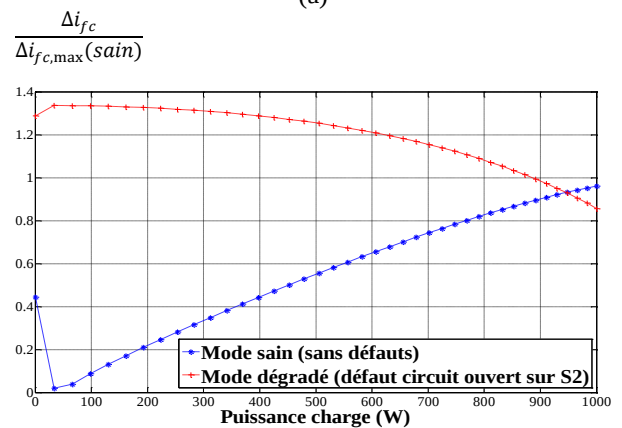
- 1) Réduction de sa durée de vie qui peut conduire à un remplacement prématuré de cette dernière ;
- 2) Pertes additionnelles internes produites par la fréquence de l'ondulation de courant dégradant le rendement ;
- 3) Surconsommation d'hydrogène conduisant à une pénalité de coût.

De la même façon, l'augmentation du courant dans chaque phase a des impacts sur les éléments magnétiques comme par exemple la saturation magnétique [18]. En fait, les inductances ont été dimensionnées en accord avec le cahier des charges et également avec les problématiques actuelles dans les applications automobiles. En conséquence, en présence d'un défaut, les inductances de phase subissent un stress additionnel en raison de l'élévation interne de la température et la saturation magnétique. Afin de prévenir ces défauts, les éléments du convertisseur (inductances, interrupteurs de puissance) devraient être surdimensionnés comparés au cahier des charges initial. Toutefois, ce surdimensionnement conduit à l'ajout de volume et de masse mais également à une diminution du rendement, ce qui n'est pas concevable dans des applications automobiles. Afin d'illustrer les effets sur le dimensionnement des inductances, la variation du rapport de l'ondulation de courant de la pile à combustible sur l'ondulation de courant

maximale en mode sain en fonction de la puissance de charge est illustrée sur la Figure 15.



(a)



(b)

Figure 15 : Effets sur l'ondulation de courant et le dimensionnement des inductances : (a) Topologie IBC, (b) Topologie FIBC

En se basant sur la Figure 15, lorsqu'un défaut de circuit ouvert se produit, le rapport augmente comparé au rapport en mode sain. En effet, le rapport est supérieur à 1 pour toute la plage de puissance de charge pour la topologie IBC ; tandis que pour la topologie FIBC, le rapport est supérieur à 1 jusqu'à une puissance de 900W. Par conséquent, précisément dans cette gamme de puissance, les inductances sont soumises à des stress additionnels. Parallèlement, l'augmentation des courants des inductances cause des pertes additionnelles dans les interrupteurs de puissance (pertes par conduction) et dans les inductances (pertes Joule et pertes magnétiques). En résumé, l'efficacité énergétique baisse drastiquement comparée à un fonctionnement en mode sain. Afin de minimiser les effets tant sur la pile à combustible que sur le convertisseur (e.g. inductances, surdimensionnement des composants), il est nécessaire d'utiliser une stratégie de tolérance aux fautes (e.g. reconfiguration du contrôle du convertisseur). Cette dernière dépend fortement des objectifs à atteindre (e.g. réduction de l'ondulation de courant au détriment du maintien du niveau de la tension du bus DC) lors des fonctionnements en mode dégradé.

4.2.3. Discussion sur les défauts de court-circuit
Lorsqu'un défaut de court-circuit se produit, l'énergie dissipée de l'interrupteur de puissance défectueux augmente en raison du courant élevé circulant à travers sa résistance interne. De plus, l'interrupteur de puissance peut supporter l'augmentation de la chaleur jusqu'à un seuil limite, donné en général par le fabricant. En présence d'une énergie excessive, l'interrupteur de puissance est amené à être détruit et cela conduit à un défaut de circuit ouvert [22].

5. Conclusion et futur travail

L'objectif principal de cet article est de comparer deux topologies de convertisseurs DC/DC en termes d'aptitude à la tolérance aux fautes sans modification de la topologie et du contrôle. Ce travail de recherche se concentre sur deux topologies entrelacées qui présentent d'importants avantages dans les applications véhicule électrique à pile à combustible. En se basant sur les résultats de simulation, la continuité de service a été prouvée pour les deux topologies en cas de défauts de circuit-ouvert. Néanmoins, la perte d'une phase conduit à l'augmentation du courant dans les phases saines et par conséquent l'ondulation de courant de la pile à combustible croît comparé à un fonctionnement en mode sain. Ce type de défaut a des effets indésirables sur la pile à combustible en termes de durée de vie, pertes et surconsommation d'hydrogène ; tandis que pour les convertisseurs DC/DC, les inductances et les interrupteurs de puissance subissent des stress additionnels et de ce fait le rendement diminue. Par la suite, en se basant sur ce travail, une méthode de diagnostic des défauts pourra être proposée, permettant d'adopter une stratégie de tolérance aux fautes, comme par exemple la reconfiguration du contrôle en cas de défauts. De là, ce contrôle tolérant aux défauts permettra de retrouver soit un mode dégradé dit « amélioré » avec une ondulation de courant nulle ou un mode sain avec une puissance constante de la pile à combustible avec un meilleur rendement.

6. Références

- [1] S.G. Chalk, J.F. Miller, F.W. Wagner, "Challenges for fuel cells in transport applications", *Journal of Power sources* 86, 2000, pp. 40-51.
- [2] Y. Song, "Analysis and design of high frequency link power conversion systems for fuel cell power conditioning", PhD thesis, Texas, A&M University, 2004.
- [3] G. Dawei, J. Zhenhua, L. Qingchun, "Performance Comparison of Different Fuel Cell Vehicle Power Trains", in: *Proc. of IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC'08)*, 2008, pp. 1-5.
- [4] S. Karimi, A. Gaillard, P. Poure, S. Saadate, "FPGA-based Real-Time Power Converter Failure Diagnosis for Wind Energy Conversion Systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, Iss. 12, December 2008, pp. 4299-4308.
- [5] R. Seyezhai, B.L. Mathur, "Design and implementation of interleaved boost converter for fuel cell systems", *International Journal of Hydrogen Energy* 37, 2012, pp. 3897-3903.
- [6] D. Coutellier, V.G. Agelidis and S. Choi, "Experimental verification of floating-output interleaved-input DC-DC high-gain transformer-less converter topologies", *Power Electronics Specialists Conference (PESC 2008)*, 2008, pp. 562-568.
- [7] M. Kabalo, D. Paire, B. Blunier, D. Bouquain, M.G. Simoes and A. Miraoui, "Experimental Validation of High-Voltage-Ratio Low-Input-Current-Ripple Converters For Hybrid Fuel Cell Supercapacitor Systems", *IEEE Transactions Vehicular Technology*, Vol. 61, Issue. 8, 2012, pp. 3430-3440.
- [8] A. Amaral, A. Cardoso, "On-line fault detection of aluminum electrolytic capacitors, in step-down DC-DC converters, using input current and output voltage ripple", *IET Power Electronics*, Vol. 5, Issue. 3, 2012, pp. 315-322.
- [9] C. Kulkarni, G. Biswas, X. Koutsoukos, K. Goebel, J. Celaya, "Physics of Failure Models for Capacitor Degradation in DC-DC Converters", *The Maintenance and Reliability Conference (MARCON)*, 2010.
- [10] M. Kabalo, B. Blunier, D. Bouquain, A. Miraoui, "State-of-the-Art of DC/DC converters for fuel cell vehicles", in: *Proc. Of IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, (VPPC'10)*, Lille, 2010, pp. 1-6.
- [11] J. Lai, "A high-performance V6 converter for fuel cell power conditioning system", in: *Proc. Of IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC'05)*, 2005, pp. 624-630.
- [12] A. Kawamura, M. Pavlovsky, Y. Tsuruta, "State-of-the-Art High Power Density and High Efficiency DC-DC Chopper Circuits of HEV and FCEV Applications", in: *Proc of IEEE Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2008)*, 2008, pp. 7-20.
- [13] M. Delshad, H. Farzanehfard, "A new soft switched push pull current fed converter for fuel cell applications", *Energy Conversion and Management*, 52(2) (2011), pp. 917-923.

- [14] G. Kovacevic, A. Tenconi, R.Bojoi, "Advanced DC-DC converter for power conditioning in hydrogen fuel cell systems", *International Journal of Hydrogen Energy* 33 (2008), 2008, pp. 3215-3219.
- [15] X. Yu, M.R. Starke, L.M. Tolbert, B. Ozpineci, "Fuel cell power conditioning for electric power applications: a summary", *IEEE proceedings Electric Power applications* 150 (2003), 2003, pp. 643-656.
- [16] F. Barbir, "PEM Fuel Cells: Theory and Practice", Elsevier Academic Press, 2005.
- [17] R. O'Hayre, S.W. Cha, W. Colella, F.B. Brinz, "Fuel Cell Fundamentals", John Wiley & Sons, New York, 2006.
- [18] J.G. Kassakian, M.F. Schlecht, G.C. Verghese, "Principles of Power Electronics", Addison-Wesley, 1991.
- [19] W. Subsingha, P. Sarakarn, "4 Phase Interleaved DC Boost Converter for PEMFC Applications", *Procedia Engineering* 32 (2012), pp. 1127-1134.
- [20] R. Seyezhai, B.L. Mathur, "Design and implementation of interleaved boost converter for fuel cell systems", *International Journal of Hydrogen Energy* 37 (2012), pp. 3897-3903.
- G.Y.Choe, J.S.Kim, H.S Kang and B.K.Lee, "An Optimal Design Methodology of an Interleaved Boost Converter for Fuel Cell Applications", *Journal of Electrical Engineering & Technology*, Vol.5, No.2, 2010, pp. 319-328.
- [21] B. Liu, S.K. Sharma, "Literature Review of IGBT Fault Diagnostic and Protection Methods for Power Inverters", *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Vol. 45, Iss. 5, 2009, pp. 1770-1777.
- [22] L. Palma, M.H. Todorovic, P. Enjeti, "Design Considerations for a Fuel Cell Powered DC-DC Converter for Portable Applications", *Proceedings IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'06)*, 2006.
- [23] G. Fontes, C. Turpin, S. Astier, T. Meynard, "Interactions between fuel cell and power converters : Influence of current harmonics on a fuel cell stack", *IEEE Transactions Power Electronics*, Vol. 22, No. 2, 2007, pp. 670-678.



Réponse vibratoire d'origine électromagnétique d'une machine synchrone à aimants permanents par un modèle issu de la résolution analytique des équations de Maxwell

Guillaume VEREZ

Groupe de Recherche en Electrotechnique et Automatique du Havre

75-77 rue Bellot, 76600 Le Havre

guillaume.verez@gmail.com

Résumé : Cet article présente un modèle analytique permettant l'étude des vibrations d'origine électromagnétique dans un moteur synchrone à aimants permanents. Le modèle analytique est basé, pour l'aspect magnétique, sur la méthode des circuits magnétiquement couplés largement utilisée pour modéliser les machines électriques en présence de défauts. Cette approche, associée à la technique des fonctions de bobinage conduit à un système d'équations différentielles régissant la machine dont la solution permet d'obtenir la force de Maxwell sur le noyau statorique. Un modèle mécanique analytique décrivant le déplacement de la structure et les vibrations qui en découlent a également été développé. Il est basé sur la résolution de l'équation du mouvement à partir de la théorie de Flügge-Byrne-Lur'ye. Des résultats concordants ont été obtenus entre les résultats issus du modèle analytique développé et ceux provenant de l'analyse par éléments finis. Ce modèle analytique présente l'avantage d'un temps de calcul réduit comparé aux méthodes numériques, ce qui le rend plus adapté aux étapes précoces de dimensionnement où la variation de multiples paramètres est nécessaire.

1. Introduction

Les machines synchrones à aimants permanents sont d'excellentes candidates pour des applications industrielles demandant de faibles oscillations mais de grande densité de couple comme la traction automobile. Leur contrôle sur une large plage de vitesse est également aisé. La recherche de faibles oscillations de couple et liée à la nécessité de réduire les vibrations et le bruit, ces derniers étant généralement des aspects critiques pour les applications embarquées. Il est donc nécessaire de les étudier pour pouvoir ensuite les réduire. Il y a typiquement deux manières de réduire les vibrations et le bruit. Augmenter la raideur du stator ou réduire les forces d'excitation électromagnétiques. Les vibrations d'origine magnétique sont produites par les forces magnétiques entre le stator et le rotor qui font principalement vibrer la culasse de la machine. Ces vibrations sont alors transmises à l'air ambiant par la carcasse. Les trois principaux types de force engendrant des vibrations d'origine électromagnétique sont la force de Maxwell, la force de Laplace et la magnétostriction. Dans cet article, seule la composante radiale de la force de Maxwell est étudiée, les autres forces étant négligées. Les apports de la méthode des circuits magnétiquement couplés (CMC) seront ici exposés. Les vibrations sont caractérisées par les déplacements statiques. Ces derniers sont obtenus au moyen de la force de Maxwell et les fréquences naturelles du stator données par la résolution de l'équation du mouvement en utilisant la théorie de Flügge-Byrne-Lur'ye. La méthode des éléments finis

(MEF) est largement utilisée de nos jours pour analyser les vibrations mais les modèles analytiques sont nécessaires pour des simulations rapides comme les étapes de pré-dimensionnement où l'espace à explorer est relativement étendu. De ce fait, même si la MEF est précise, elle est couteuse en temps et l'approche analytique peut conduire à un meilleur rapport performance sur temps de calcul.

Cet article s'articule comme suit. Un exposé des principales méthodes analytiques permettant de déterminer les vibrations d'origine électromagnétique sont présentées dans la section 2. La section 3 décrit les modèles analytiques électromagnétiques et mécaniques utilisés qui seront testés en utilisant un moteur triphasé synchrone à aimants permanents possédant huit pôles et fonctionnant à vitesse constante. La section suivante examine la MEF sur la même machine et une comparaison des résultats sera présentée dans la section 5. Finalement des remarques seront émises et permettront de conclure cet article.

2. Synthèse des principales méthodes analytiques

Les méthodes modernes employées pour déterminer la force de Maxwell et les vibrations qui en résultent sont principalement effectuées par la MEF [1]-[3]. Toutefois, elles peuvent être estimées par plusieurs approches analytiques. De ce fait, une synthèse des principales méthodes analytiques permettant de déterminer l'induction dans l'entrefer à l'origine de la force de Maxwell, ainsi que des méthodes analytiques mécaniques pour obtenir les vibrations de cette source, est présentée.

L'induction dans l'entrefer est généralement calculée en utilisant le produit de la perméance d'entrefer par la force magnétomotrice et ces opérands sont souvent obtenus par le développement en séries de Fourier. Les premiers travaux sur les séries de Fourier appliquées à la perméance de Jordan [4] et Alger [5] ont successivement été améliorés en considérant la contribution du stator et du rotor [6]-[10]. L'effet d'encoches simplifiées peut être pris en compte en introduisant les fonctions de perméance en utilisant une autre transformation que celle de Fourier. Ainsi, la transformation conforme [11][12] qu'est celle de Schwarz-Christoffel permet une représentation plus précise des phénomènes d'angle aux frontières des pôles [13]. La fonction de perméance se doit d'être bidimensionnelle (2-D) puisque la représentation sur une dimension ne correspond pas aux machines à aimants permanents où la largeur effective de l'entrefer est plus grande que celle des machines asynchrones [14]. La transformation conforme permet de calculer un [11] ou tous les points [15] de l'ouverture de l'encoche mais elle néglige la déformation due aux aimants et le chemin prédisant la densité de flux [14]. Toutefois, avec ce type de perméance 2-D, le champ magnétique généré par les aimants permanents peut être obtenu sur la base d'un potentiel vecteur magnétique [16]. Ainsi, il est possible d'obtenir les champs tangentiels et radiaux. Le calcul de la perméance peut également se faire avec un réseau de perméance modélisant le circuit magnétique de la machine [17]. Concernant l'induction due aux aimants permanents, le développement en séries de Fourier peut être utilisé [8][18]. Dans cette approche, la fonction de perméance prenant en compte l'encochage statorique peut être déterminé en utilisant un réseau de réluctance magnétique [9]. Il est aussi possible d'utiliser un modèle statistique basé sur des données obtenues avec la MEF de manière à déduire précisément l'expression de la perméance [19]. La force magnétomotrice générée par le rotor et le stator peuvent être obtenues avec les séries de Fourier [20] ou un modèle basé sur la cotangente [21].

L'estimation de l'induction dans l'entrefer peut également être acquise sans le produit susnommé. Bien qu'il soit possible d'utiliser la séparation des variables [22], une solution analytique typique consiste à utiliser la théorie des champs 2-D en coordonnées cartésiennes ou polaires. La méthode présentée dans [23] suggère l'étude d'aimants flottant entre deux cylindres lisses représentant un rotor et un stator. Toutefois, le champ magnétique produit par un aimant est équivalent à celui créé par une bobine porteuse de courant et placée à la surface d'un aimant. La somme des courants intervenants est ainsi effectuée. Cette méthode ne permet de prendre en compte de manière efficace l'effet d'encochage sur l'induction. De plus, la perméabilité relative des aimants permanents est considérée unitaire ce qui peut conduire à des erreurs [24]. La méthode proposée en [24] est basée sur un

modèle 2-D en coordonnées polaires et implique la résolution des équations de Laplace et de Poisson dans l'air et les régions des aimants en assumant que la perméabilité relative des aimants est constante mais pas nécessairement unitaire. De ce fait, les deux composantes de l'induction peuvent également être obtenues grâce à un problème aux limites en coordonnée polaires [25] où la fonction de perméance relative [11] est utilisée. De plus, les méthodes analytiques exactes pour le circuit ouvert étendent la distribution du potentiel scalaire le long de l'ouverture de chaque encoche statorique en séries de Fourier sur la période du pas polaire [26]. Comme le but de cette détermination de l'induction dans l'entrefer est la force de Maxwell, elle peut être directement calculée avec la méthode des courants magnétisants équivalents [27] à la surface de la structure.

La méthode des circuits magnétiquement couplés identifie les chemins principaux du flux et un circuit magnétique lie les courants statoriques au flux dans toutes les parties de la machine. Ce circuit a été régulièrement utilisé pour décrire les rotors bobinés ou à cage des machines asynchrones [28] et particulièrement les défauts les concernant [29]. La théorie des CMC est capable d'appréhender efficacement les harmoniques d'espace et leur interaction avec les harmoniques de temps [30] ce qui est particulièrement intéressant dans la détermination des vibrations.

Concernant l'analyse modale appliquée au stator, un système peut être résolu en utilisant une fonction de transfert entre le déplacement et la force. La raideur, la masse et l'amortissement dépendent de la géométrie du stator [27][31]. Un modèle analytique basé sur la loi d'élasticité combinée avec une condition sur l'équilibre statique peut être utilisé [2]. Cela conduit à la résolution de l'équation différentielle sur le déplacement radial estimé. Toutefois, au lieu de considérer le stator comme un tout, il peut être représenté comme un double anneau consistant en une carcasse et un noyau statorique à l'intérieur [8]. Ainsi, une formule équivalente peut être utilisée pour déduire les fréquences naturelles de cet ensemble mécanique.

3. Modèles analytiques

3.1. Modèle électromagnétique

De manière à obtenir la composante normale de l'induction dans l'entrefer qui est nécessaire au calcul de la force de Maxwell, la méthode des CMC est utilisée. L'induction dans l'entrefer est obtenue grâce au produit de la force magnétomotrice par la perméance d'entrefer. Tout d'abord, les équations régissant la machine sont exprimées. Ensuite, le calcul des inductances au moyen des fonctions de distribution et de bobinage est fourni. Enfin, l'expression de la perméance est obtenue. Pour finir, l'induction dans l'entrefer et la force de Maxwell sont exprimées.

Plusieurs hypothèses sont émises et en particulier, il est supposé que les tôles d'acier feuilletées ont une perméabilité relative infinie et que le circuit magnétique n'est pas conducteur. De manière à présenter ce modèle, un moteur synchrone à aimants permanents possédant un seul enroulement par phase sur une période magnétique est considéré, ainsi qu'un branchement triphasé en étoile. Un enroulement double couche à pas diamétral est pris en compte. Les équations électriques des phases statoriques peuvent être écrites au moyen de l'équation matricielle (1).

$$[V_S] = [R_S][I_S] + \frac{d[\Phi_S]}{dt} \quad (1)$$

$[V_S]$ et $[I_S]$ sont respectivement les vecteurs des tensions des phases statoriques et des courants statoriques. $[R_S]$ est la matrice diagonale des résistances de phases statoriques et $[\Phi_S]$ est le vecteur du flux traversant les phases statoriques. De plus, la relation entre $[\Phi_S]$ et le vecteur du flux des aimants traversant les phases statoriques, $[\Phi_{SR}]$ est donné par (2).

$$[\Phi_S] = [L_{SS}][I_S] + [\Phi_{SR}] \quad (2)$$

$[L_{SS}]$ est la matrice des inductances propres et mutuelles. De ce fait, le système d'équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine est donné par (3).

$$\begin{cases} \frac{d[I_S]}{dt} = [L_{SS}]^{-1} \left\{ -([R_S] + \Omega \frac{d[L_{SS}]}{d\theta_m})[I_S] - \Omega \frac{d[\Phi_{SR}]}{d\theta_m} + [V_S] \right\} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{2J}[I_S]^t \left\{ \frac{d[L_{SS}]}{d\theta_m}[I_S] + \frac{d[\Phi_{SR}]}{d\theta_m} \right\} - \frac{\nu_r}{J} \Omega - \frac{1}{J} \Gamma_L \\ \frac{d\theta_m}{dt} = \Omega \end{cases} \quad (3)$$

Ω est la vitesse mécanique du rotor, Γ_L est le couple de charge, J est le moment d'inertie des masses en rotation et ν_r est la résistance de viscosité. Les composantes de la matrice des inductances mutuelles entre les enroulements i et j peuvent être écrit sous la forme donnée par (4).

$$L_{ij}(\theta) = \int_0^{L_{ax}} \int_0^{2\pi} \left[F_{Di}(\theta, \theta_s, z) \times F_{Wj}(\theta, \theta_s, z) \right] \times \Lambda(\theta, \theta_s, z) \times r_{av}(\theta, \theta_s, z) d\theta_s dz \quad (4)$$

Cette expression a pour origine le chemin principal du flux. L_{ax} est la longueur axiale effective de l'entrefer et r_{av} le rayon moyen de l'entrefer. La fonction de distribution d'une bobine, F_D , est décrite dans [32]. Pour plus d'une bobine en série par phase, la contribution des bobines s'ajoutent. La fonction de bobinage d'une bobine, F_W , est également décrite dans [32].

La fonction de perméance, Λ , a été obtenue par un modèle dans le cas linéaire et considère un entrefer doublement encoché. Une étude statistique a été conduite par la MEF pour des formes d'encoches typiques et donne une bonne représentation de la chute d'induction en face d'une encoche. Puisque la saturation locale dans la machine est difficile à prendre en compte avec la méthode des CMC, la composante fondamentale de la saturation est utilisée pour

représenter la non-linéarité en l'incluant dans les calculs des inductances magnétisantes et mutuelles statoriques. La perméance saturée est exprimée dans [33] où un facteur de saturation décrit la déviation relative de la valeur de l'inductance magnétisante due à la saturation. La perméance linéaire est obtenue par les plans d'expériences appliqués aux solutions obtenues par la MEF. La perméance est ensuite construite sur chaque segment d'arc de l'entrefer comme montré dans [19].

Le flux des aimants traversant l'enroulement statorique i est exprimé selon (5) où F_{PM} est la force magnétomotrice des aimants donnée dans [21].

$$\Phi_i(\theta) = \int_0^{L_{ax}} \int_0^{2\pi} \left[F_{Di}(\theta, \theta_s, z) \times F_{PM}(\theta, \theta_s, z) \right] \times \Lambda(\theta, \theta_s, z) \times r_{av}(\theta, \theta_s, z) d\theta_s dz \quad (5)$$

Maintenant que les courants ont été obtenus au moyen des équations précédentes, la composante normale de l'induction dans l'entrefer est donnée par le produit de la perméance d'entrefer, Λ , par la force magnétomotrice totale, F_{tot} , comme décrit dans (6).

$$B^{rad} = \Lambda \times F_{tot} = \Lambda \times (F_{stator} + F_{rotor}) \quad (6)$$

La force magnétomotrice statorique est obtenue grâce aux courants calculés. En utilisant le tenseur de Maxwell, la composante radiale de la force de Maxwell dans l'entrefer par unité de surface, qui est également appelée pression magnétique, est explicitée dans (7).

$$P_{Maxwell}^{rad} = \frac{1}{2\mu_0} (B^{rad2} - B^{tan2}) \quad (7)$$

La composante tangentielle de l'induction, B^{tan} , est souvent négligée dans la détermination des forces radiales puisque sa composante normale est généralement plus grande que sa composante tangentielle [27]. En effet, puisque la perméabilité relative du noyau ferromagnétique est plus grande que celle de l'entrefer, les lignes de flux magnétique sont presque perpendiculaires à celles des noyaux du stator et du rotor [34]. De surcroît, l'ordre des harmoniques des deux composantes de l'induction sont égales et négliger la composante tangentielle n'impacte que l'amplitude des harmoniques [35]. En partant de ce principe, la composante tangentielle de la force de Maxwell est également négligée et ainsi, la composante normale de la pression magnétique est approximée par (8) puisque $\mu_0 \approx \mu_{air} \ll \mu_{fer}$ [36].

$$P_{Maxwell}^{rad} \approx \frac{B^{rad2}}{2\mu_0} \quad (8)$$

L'effet de la commutation de l'alimentation pourrait ajouter des harmoniques de courant et donc des harmoniques de force mais il n'est pas pris en compte [37].

3.2. Modèle mécanique

Les vibrations dues aux forces de Maxwell sont obtenues au moyen d'un modèle mécanique analytique. Tout d'abord, les fréquences naturelles sont recherchées. Ensuite, l'amplitude des déformations statiques en est déduite. Puisque seules les vibrations du stator sont d'importance, la machine peut être décomposée en trois parties que sont le noyau statorique, les dents et les enroulements. Les têtes de bobines et le carter ne sont pas pris en compte. Le noyau statorique d'une part et les dents et les enroulements d'autre part sont modélisés séparément et sont vus comme deux cylindres coaxiaux de longueur infinie. L'hypothèse de la longueur infinie permet de ne prendre en compte que les modes circonférentiels. De plus, si deux cylindres sont coaxiaux, le moment d'inertie qui en résulte est égal à la somme de chacun de ces moments. Ainsi, (9) peut être utilisée pour obtenir une expression équivalente de la fréquence naturelle du $m^{\text{ième}}$ mode vibratoire circonférentiel de l'ensemble stator-dents-enroulements [34].

$$f_m = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_m^c + K_m^w}{M_c + M_w}} \quad (9)$$

K_m^c et M_c sont respectivement la raideur équivalente et la masse équivalente du noyau statorique. K_m^w et M_w sont celles du système dents-enroulements. Le noyau statorique est modélisé comme une enveloppe cylindrique fine de longueur infinie. Ses fréquences naturelles sont données par (10) [34].

$$f_m^c = \frac{\Omega_{c,m}}{2\pi R_c} \sqrt{\frac{E_c}{\rho_c(1-\nu_c^2)}} \quad (10)$$

R_c est le rayon moyen du noyau statorique, E_c est le module d'élasticité de Young des tôles de fer feuilletées, ρ_c est la masse volumique du noyau statorique et ν_c son coefficient de Poisson. $\Omega_{c,m}$ est un paramètre de fréquence qui, une fois mis au carré, est une racine du déterminant du second ordre découlant de l'équation du mouvement. De nombreux systèmes d'équations d'enveloppe du huitième ordre et donc de théories existent et ici la théorie de Flügge-Byrne-Lur'ye est appliquée puisqu'elle donne de bons résultats pour les modes circonférentiels parmi les autres théories [38]. De ce fait, pour $m > 0$, $\Omega_{c,m}^2$ est exprimé au moyen de (11) [39].

$$\Omega_{c,m}^2 = \frac{1}{2} \left\{ \begin{array}{l} (1 + m^2 + km^4) \\ \pm [(1 + m^2)^2 - 2km^6]^{\frac{1}{2}} \end{array} \right\} \quad (11)$$

k est un paramètre d'épaisseur sans dimension défini par (12) [39] dans lequel h_c est l'épaisseur du noyau statorique.

$$k = \frac{h_c^2}{12R_c^2} \quad (12)$$

Comme (9) sera utilisée pour obtenir la fréquence équivalente de l'ensemble du stator, une raideur

équivalente du noyau statorique doit être obtenue grâce à (13) [34] en considérant une longueur axiale du noyau notée L_c .

$$K_m^c = \frac{2\Omega_{c,m}^2 \pi L_c h_c E_c}{R_c (1-\nu_c^2)} \quad (13)$$

Une raideur équivalente de l'ensemble dents et enroulements est donnée dans (14) [34] où $\Omega_{w,m}^2$ est aussi obtenu par (11) mais où k est défini dans (15) [39].

$$K_m^w = \frac{2\Omega_{w,m}^2 V_w E_w}{R_w (1-\nu_w^2)} \quad (14)$$

$$k = \frac{h_w^2}{12R_w^2} \quad (15)$$

R_w est le rayon moyen des enroulements statorique, V_w est le volume des dents avec enroulements, h_w est la hauteur des dents, ν_w et E_w sont les coefficients de Poisson et module d'élasticité équivalent pour les enroulements et l'isolant.

Grâce à la fréquence équivalente déterminée par (9) et l'amplitude $\widehat{P}_{M,m}$ de la composante radiale de la pression magnétique donnée par (8), les déplacements statiques de l'ensemble du stator peuvent être obtenus. Chaque onde de force de nombre de mode m donne naissance à un jeu de vibrations d'ordre j et de même fréquence f_j . La déformation statique apparaît quand la force déformante ne dépend pas du temps et est alors obtenue pour $m = j$ et $f_j = 0$. En assumant que le machine réagit comme un anneau épais, le déplacement moyen est obtenu en utilisant (16) pour $m = 0$, et (17) pour $m \geq 2$ [6]. Le mode d'ordre 1 est particulier puisqu'il tend à déplacer le rotor de son centre [20] et il n'est donc pas étudié.

$$Y_0^{stat} = \widehat{P}_{M,0} \frac{R_{av} R_{in}}{E_c h_c} \quad (16)$$

$$Y_{m \geq 2}^{stat} = \widehat{P}_{M,m \geq 2} \frac{12 R_{av}^3 R_{in}}{E_c h_c^3 (m^2 - 1)^2} \quad (17)$$

Dans cette expression, R_{av} et R_{in} sont les rayons moyen et intérieur.

4. Modèle par la MEF

Deux modèles utilisant la MEF ont été développés de manière à valider les modèles électromagnétiques et mécaniques proposés. Puisque la pression magnétique radiale et les modes circonférentiels sont analysés, la MEF 2-D est utilisée. Bien que l'importance de la MEF structurale tridimensionnelle ait été exposée dans [3], les modèles analytiques proposés sont 2-D et une stricte validation avec la MEF ne peut se faire que sur la même base. Un moteur synchrone à aimants permanents triphasé tournant à vitesse constante de 1200 tours par minute a été utilisé. Ses paramètres sont donnés dans le Tableau 1. Ce type de machine est employé dans la traction automobile électrique.

4.1. Modèle électromagnétique

Le modèle électromagnétique a été modélisé avec Flux2D distribué par CEDRAT. Fig.1 présente une vue de la moitié de l'ensemble stator-rotor qui a été modélisé sur une tranche perpendiculaire à la longueur axiale. Des aimants permanents montés en surface ont été utilisés et les dents ont une épaisseur constante. Un circuit électrique équivalent a été utilisé pour alimenter les conducteurs du stator. La source de tension produit un courant sinusoïdal de $200 V_{eff}$. Des conducteurs bobinés lient le circuit électrique au modèle éléments finis. Comme ce modèle est 2-D, les têtes de bobines ne sont pas représentées mais doivent être prises en compte. Le flux dans les têtes de bobine est considéré linéaire et de ce fait, une inductance de fuite peut être modélisée. La résistance des têtes de bobine est de $0.1 m\Omega$. Il y a 13 spires par bobines, et ces bobines sont connectées en série. Il y a quatre enroulements en parallèle par phase et deux bobines en série par enroulement.

Tableau 1. Paramètres de la machine

Paramètres	Valeur
Nombre d'encoches statoriques	48
Nombre de paires de pôles	4
Rayon du rotor	$9.2 \times 10^{-2} m$
Épaisseur des aimants	$5.0 \times 10^{-3} m$
Largeur de l'entrefer	$6.0 \times 10^{-4} m$
Longueur de la machine	$7.5 \times 10^{-2} m$
Arc polaire des aimants	140°
Épaisseur de l'isthme d'une encoche	$1.0 \times 10^{-3} m$
Épaisseur totale d'une encoche statorique	$3.1 \times 10^{-2} m$
Ouverture d'une encoche au niveau de l'isthme	1.237°
Résistance d'une phase statorique	$88 m\Omega$
Inductance de fuite d'une phase statorique	$0.159 mH$

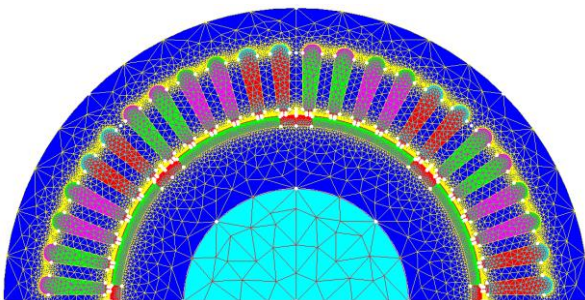


Figure 1 : Tranche de la moitié de l'ensemble stator-rotor maillée sous Flux2D

4.2. Modèle mécanique

Le modèle mécanique pour les vibrations a été réalisé avec ANSYS. Puisque le modèle analytique ne prend pas en compte les modes axiaux, la géométrie est considérée 2-D. L'exacte même représentation du stator utilisée dans Flux2D a été développée. Les dents et le noyau sont un assemblage de tôles de fer feuilletées de module de Young équivalent $E_c = 200 \times 10^9 Pa$. Le cuivre des encoches avec l'isolant donne un module de Young équivalent pour les régions des encoches $E_w = 9.4 \times 10^9 Pa$ [34]. Fig. 2 montre le

déplacement de la structure du aux premiers modes circonférentiels.

5. Comparaisons

Le modèle électromagnétique est simulé avec Matlab et comparé aux résultats de la MEF accompli avec Flux 2D. Fig. 3 montre l'induction normale dans l'entrefer résultant de la méthode des CMC et de la MEF. En se basant sur cette comparaison, la méthode des CMC est capable de déterminer localement la force de Maxwell. En effet, les résultats pour l'induction dans l'entrefer sont satisfaisants et la force de Maxwell est proportionnelle au carré de l'induction dans l'entrefer.

Les fréquences naturelles mécaniques du stator sont obtenues par la MEF via ANSYS et le modèle analytique programmé sur Matlab comme montré dans le Tableau 2. La théorie des cylindres fins de longueur infinie est appliquée sur un anneau épais et explique en partie la différence observée. La forme des dents et des encoches contribue également à cette différence puisqu'elle ne peut être prise en compte analytiquement.

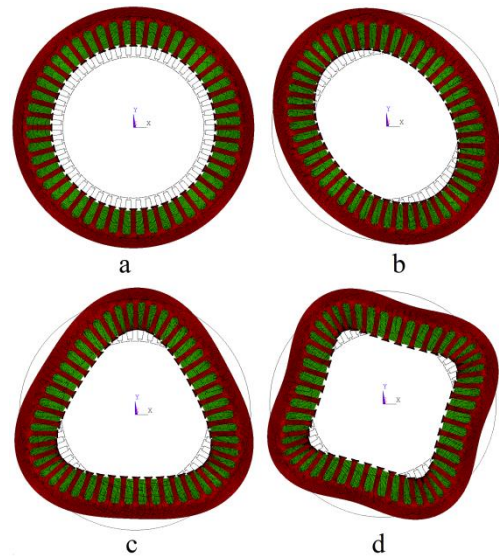


Figure 2 : Déplacement de la structure du aux modes circonférentiels : (a) 0, (b) 2, (c) 3 et (d) 4

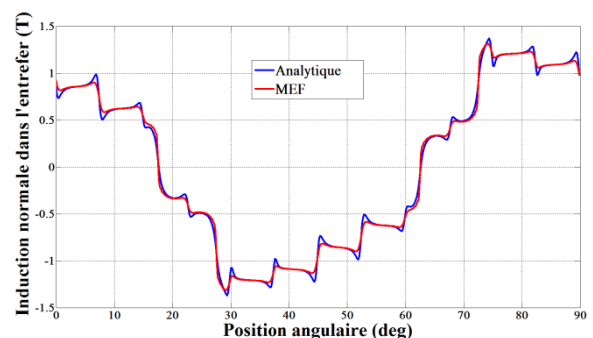


Figure 3 : Composante normale de l'induction dans l'entrefer par la MEF et le modèle analytique

De manière à comparer efficacement le modèle analytique aux modèles faisant appels à la MEF, un unique harmonique d'une onde de force à un temps donné est considéré. Cela correspond à appliquer la sinusoïde de (18) à la surface interne du stator. Cette force est appliquée aux nœuds du maillage de la MEF à une amplitude F_0 donnée.

$$F(\theta_s) = F_0 \sin(m\theta_s) \quad (18)$$

Les déplacements moyens de la structure sont obtenus avec ANSYS et le modèle analytique pour plusieurs valeurs de m et sont donnés dans le Tableau 3. Dans cet exemple, $F_0 = 200 \text{ N}$. La différence observée peut s'expliquer en parti pour les mêmes raisons que pour les fréquences naturelles. De plus, analytiquement, il n'est possible de considérer qu'un unique matériau. Il faut alors considérer que toute la structure statorique, y compris les encoches, est faite d'acier ce qui conduit à un manque de précision. Ce phénomène est illustré dans la Fig. 4 pour le mode circonférentiel de mode 2 et différents matériaux pour les encoches d'un côté et les dents et le noyau de l'autre. 'Ana' signale des déplacements moyens obtenus analytiquement. Dans ce cas, 'Deux' implique une formule analytique donnée dans [34] où le cuivre et l'acier peuvent être tous deux pris en compte. Si 'Acier' ou 'Cuivre' sont notés, l'ensemble de la structure est modélisé avec ce matériau. Comme le montre la figure, les résultats concordent entre la théorie analytique qui considère un matériau acier comme proposé dans [6] et la MEF qui considère de l'acier pour le noyau et les dents et du cuivre dans les encoches.

Le modèle mécanique donne des résultats satisfaisants même si les encoches ont une géométrie complexe. Le temps nécessaire à l'obtention de ces résultats est inférieur à la seconde. Ainsi, face à une vitesse de simulation aussi rapide, le rapport entre les performances et le temps de calcul est important. Cette importante réduction du temps de calcul comparé aux méthodes numériques est utile aux applications de diagnostic. Un spectre vibratoire peut ainsi être donné en entrée de modèles de diagnostic. De ce fait, le lien entre des composantes de déplacement ou de bruit et leur origine peut être rapidement établi. Par exemple, les principales types d'harmoniques sont celles dues à la répartition du bobinage, la perméance, les courants d'alimentation, etc.

Tableau 2 : Fréquences naturelles (F) du système statorique des premiers modes circonférentiels (m)

m	$F_{\text{analytique}}$ (Hz)	F_{MEF} (Hz)	Différence (%)
0	4025.3	3957.2	1.7
2	781.9	812.7	-9.5
3	1811.4	2064.7	-15
4	3266.5	3577.3	-10.8
5	5156.9	5267.4	-4.4

Tableau 3 : Déplacements moyens (D) de la structure des premiers modes circonférentiels (m)

m	$D_{\text{analytique}}$ (m)	D_{MEF} (m)	Différence (%)
2	7.687×10^{-8}	6.484×10^{-8}	15.65
3	1.081×10^{-8}	1.213×10^{-8}	-12.19
4	3.075×10^{-9}	3.496×10^{-9}	-13.69

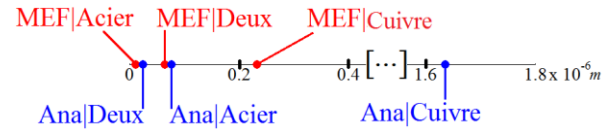


Figure 4 : Déplacements moyens obtenus analytiquement et par la MEF pour différents matériaux

6. Conclusion

Cet article traite du développement d'un modèle analytique ayant pour objet l'étude des vibrations d'origine électromagnétique dans les machines synchrones à aimants permanents. Pour le sous-modèle magnétique, le modèle analytique est obtenu grâce à la méthode des Circuits Magnétiquement Couplés (CMC) qui utilise la technique des fonctions de bobinage largement employée pour modéliser les machines électriques en présence de défauts. Les principales étapes conduisant au système d'équations différentielles régissant la machine ont été exposés. La force de Maxwell appliquée au noyau statorique a été obtenue grâce à l'induction dans l'entrefer issue du modèle des CMC. Le développement du sous-modèle mécanique décrivant le déplacement de la structure et les vibrations en découlant a également été expliqué. L'efficacité du modèle analytique proposé a finalement été montrée dans le cas d'un moteur synchrone à aimants permanents de 48 encoches et 4 pôles pour lequel une bonne concordance a été obtenue entre les résultats issus du modèle analytique développé de ceux issus des analyses par éléments finis. L'acquisition du spectre vibratoire complet sur une large bande de fréquence peut rapidement être effectuée. Ceci peut servir à la détection de défaut en utilisant des outils de diagnostic comme les réseaux neuronaux artificiels [40]. En effet, un défaut électrique peut aisément être modélisé avec la méthode électromagnétique et ainsi l'influence sur la pression d'origine magnétique et sur les déplacements peut être identifiée. En plus de l'apport au diagnostic, le modèle analytique développé peut également être utilisé pour les phases préparatoires de conception de manière à éviter des vibrations d'origine magnétique excessives.

7. Références

- [1] J.-W. Jung, S.-H. Lee, J.-P. Hong, D.-H. Lee, and K.-N. Kim, "Reduction design of vibration and noise in IPMSM type integrated starter and generator for HEV," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 46, no. 6, pp. 2454-2457, June 2010.
- [2] R. Islam, and I. Husain, "Analytical model for predicting noise and vibration in permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 46, no. 6, pp. 2346-2354, Nov.-Dec. 2010.
- [3] D. Torregrossa, F. Peyraut, B. Fahimi, J. M'Boua, and A. Miraoui, "Multiphysics finite-element modeling for vibration and acoustic analysis of permanent magnet synchronous machine," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 26, no. 2, pp. 490-500, June 2011.
- [4] H. Jordan, *Geräuscharme Elektromotoren*, Essen: W. Girardet, 1950.
- [5] P. L. Alger, *The nature of polyphase induction machines*, General Electric series, New-York: Wiley, 1951.
- [6] P. L. Tímár, A. Fazekas, J. Kiss, A. Miklós, and S. J. Yang, *Noise and vibration of electrical machines*, Studies in Electrical and Electronic Engineering 34, Amsterdam: Elsevier, 1989.
- [7] J.-F. Brudny, "Modélisation de la denture des machines asynchrones. Phénomène de résonance," *Journal de Physique III*, vol. 7, no. 5, pp. 1009-1023, May 1997.
- [8] S. Huang, M. Aydin, and T. A. Lipo, "Electromagnetic vibration and noise assessment for surface mounted PM machines," in *Proc. 2001 Power Engineering Society Summer Meeting*, no. 3, pp. 1417-1426.
- [9] G. Dajaku, and D. Gerling, "Stator slotting effect on the magnetic field distribution of salient pole synchronous permanent-magnet machines," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 46, no. 9, pp. 3676-3683, Sept. 2010.
- [10] J.-F. Brudny, and J.-P. Lecoite, "Rotor design for reducing the switching magnetic noise of AC electrical machine variable-speed drives," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 58, no. 11, pp. 5112-5120, Nov. 2011.
- [11] Z.-Q. Zhu, and D. Howe, "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. III. Effect of stator slotting," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 29, no. 1, pp. 143-151, Jan. 1993.
- [12] U. Kim, and D. K. Lieu, "Magnetic field calculation in permanent magnet motors with rotor eccentricity: with slotting effect considered," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 34, no. 4, pp. 2253-2266, July 1998.
- [13] Y. J. Zhang, S. L. Ho, H. C. Wong, and G. D. Xie, "Analytical prediction of armature-reaction field in disc-type permanent magnet generators," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. 1385-1390, Dec. 1999.
- [14] J. Fu, and C. Zhu, "Subdomain model for predicting magnetic field in slotted surface mounted permanent-magnet machines with rotor eccentricity," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 48, no. 5, pp. 1906-1917, May 2012.
- [15] D. Zarko, D. Ban, and T. A. Lipo, "Analytical calculation of magnetic field distribution in the slotted air gap of a surface permanent-magnet motor using complex relative air-gap permeance," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 42, no. 7, pp. 1828-1837, July 2006.
- [16] H.-J. Shin, J.-Y. Choi, H.-I. Park, and S.-M. Jang, "Vibration analysis and measurements through prediction of electromagnetic vibration sources of permanent magnet synchronous motor bases on analytical magnetic field calculations," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 48, no. 11, pp. 4216-4219, Nov. 2012.
- [17] N. Bracikowski, M. Hecquet, P. Brochet, and S. V. Shirinskii, "Multiphysics modeling of a permanent magnet synchronous machine by using lumped models," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 59, no. 6, pp. 2426-2437, June 2012.
- [18] G. He, Z. Huang, and D. Chen, "Two-dimensional field analysis on electromagnetic vibration-and-noise sources in permanent-magnet direct current commutator motors," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 47, no. 4, pp. 787-794, April 2011.
- [19] G. Houdouin, "Contribution à la modélisation de la machine asynchrone en présence de défauts rotoriques," Ph.D. dissertation, Dept. Electro. Elec. Eng., Univ. Le Havre, France, 2004.
- [20] A. Aït-Hammouda, "Pré-dimensionnement et étude de sensibilité vibro-acoustique de machines à courant alternatif et à vitesse variable," Ph.D. dissertation, Dept. Electrotech. Pow. Electro.,

- Ecole Centrale Lille and Univ. Lille, France, 2005.
- [21] G. Barakat, T. El-Meslouhi, and B. Dakyo, "Analysis of the cogging torque behavior of a two-phase axial flux permanent magnet synchronous machine," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 37, no. 4, pp. 2803-2805, July 2001.
- [22] Q. Gu, and H. Gao, "Air gap field for PM electric machines," *Electric Machines and Power Systems*, vol. 10, no. 5-6, pp. 459-470, May 1985.
- [23] N. Boules, "Prediction of no-load flux density distribution in permanent magnet machines," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. IA-21, no. 3, pp. 633-643, May 1985.
- [24] Z.-Q. Zhu, D. Howe, E. Bolte, and B. Ackermann, "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. I. Open-circuit field," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 29, no. 1, pp. 124-135, Jan. 1993.
- [25] U. Kim, and D. K. Lieu, "Effects of magnetically induced vibration force in brushless permanent-magnet motors," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 41, no. 6, pp. 2164-2172, June 2005.
- [26] L. J. Wu, Z. Q. Zhu, D. Staton, M. Popescu, and D. Hawkins, "An improved subdomain model for predicting magnetic field of surface-mounted permanent magnet machines accounting for tooth-tips," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 47, no. 6, pp. 1693-1704, June 2011.
- [27] S.-H. Lee, J.-P. Hong, S.-M. Hwang, W.-T. Lee, J.-Y. Lee, and Y.-K. Kim, "Optimal design for noise reduction in interior permanent-magnet motor," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 45, no. 6, pp. 1954-1960, Nov.-Dec. 2009.
- [28] X. Luo, Y. Liao, H. A. Toliyat, A. El-Antably, and T. A. Lipo, "Multiple coupled circuit modeling of induction machines," *IEEE Trans. Industry applications*, vol. 31, no. 2, pp. 311-318, March-April 1995.
- [29] H. A. Toliyat and T. A. Lipo, "Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end-ring faults," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 10, no. 2, pp. 241-247, June 1995.
- [30] J.F. Bangura, "Directly coupled electromagnetic field-electric circuit model for analysis of a vector-controlled wound field brushless starter generator," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 26, no. 4, pp. 1033-1040, Dec. 2011.
- [31] S. Yu, and R. Tang, "Electromagnetic and mechanical characterizations of noise and vibration in permanent magnet synchronous machines," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 42, no. 4, pp. 1335-1338, April 2006.
- [32] G. Houdouin, G. Barakat, B. Dakyo, and E. Destobbeleer, "A winding function theory based global method for the simulation of faulty induction machines," in *Proc. 2003 IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, no. 1, pp. 297-303.
- [33] G. Barakat, B. Dakyo, H. Henao, and G. A. Capolino, "Coupled magnetic circuit modeling of the stator windings faults of induction machines including saturation effect," in *Proc. 2004 IEEE International Conference on Industrial Technology*, no. 1, pp. 148-153.
- [34] J. F. Gieras, C. Wang, and J. C. Lai, *Noise of polyphase electric motors*, CRC Press, Boca Raton: Taylor & Francis Group, 2006.
- [35] M. Valavi, A. Nysveen, and R. Nilssen, "Characterization of radial magnetic forces in low-speed permanent magnet wind generator with non-overlapping concentrated windings," in *Proc. 2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, no. 1, pp. 2943-2948.
- [36] K.-T. Kim, K.-S. Kim, S.-M. Hwang, T.-J. Kim, and Y.-H. Jung, "Comparison of magnetic forces for IPM and SPM motor with rotor eccentricity," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 37, no. 5, pp. 3448-3451, Sept. 2001.
- [37] Z. Makni, M. Besbes, and C. Marchand, "Multiphysics design methodology of permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 56, no. 4, pp. 1524-1530, July 2007.
- [38] A. Farshidianfar, and P. Oliazadeh, "Free vibration analysis of circular cylindrical shells: comparison of different shell theories," *International Journal of Mechanics and Applications*, vol. 2, no. 5, pp. 74-80, 2012.
- [39] A. W. Leissa, *Vibration of shells*, Melville: Acoustical Society of America, 1993.
- [40] O. Bennouna, H. Chafouk, O. Robin, J. P. Roux, "A diagnosis approach combining wavelet transform and artificial neural networks," *9th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control & Computer Engineering*, Sousse, Tunisia, Dec. 2008.

Détermination rapide d'un modèle thermique de machine à synchro réluctance

Mohd Azri Hizami RASID

Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne BP 20529 – 60205 Compiègne
modh-azri-hizami.rasid@utc.fr

Résumé : La construction d'un modèle thermique d'une machine électrique devient aujourd'hui souvent nécessaire pour pouvoir intégrer le comportement thermique dès la phase de conception. Dans les applications pour accessoires automobiles où sont réalisés plusieurs prototypes en vue de la grande série, cette étude propose l'utilisation d'un premier prototype combiné avec une méthode de calage expérimental afin de permettre une réalisation d'un modèle thermique rapide et suffisamment précis.

1. Introduction

Dans l'état de l'art ([1]-[3]) et nos travaux de recherche sur les machines électriques embarquées soumises à des contraintes sévères, la machine à Synchro-réluctance (Syncret) émerge comme une solution intéressante due à son faible coût et ses performances dans un environnement à encombrement limité et à haute température ambiante combinée. Ces types de contraintes peuvent s'appliquer dans des applications comme actionneur pour les freins, embrayages, direction etc. Dans ces environnements, la moindre élévation de température est risquée car la chaleur est rapidement concentrée dans une espace très restreint. Les composants les plus sensibles à la température dans une machine Syncret sont les isolants des bobinages au stator. La destruction de ces isolants en cas de température trop élevée peut entraîner un court-circuit, ainsi que la destruction de la machine. Il est donc important de s'assurer que la température dans les encoches ne dépasse jamais la température maximale : T_{max} admissible par l'isolant. En fonction de la classe thermique de l'isolant, T_{max} peut varier entre 150°C et 240°C ([4]).

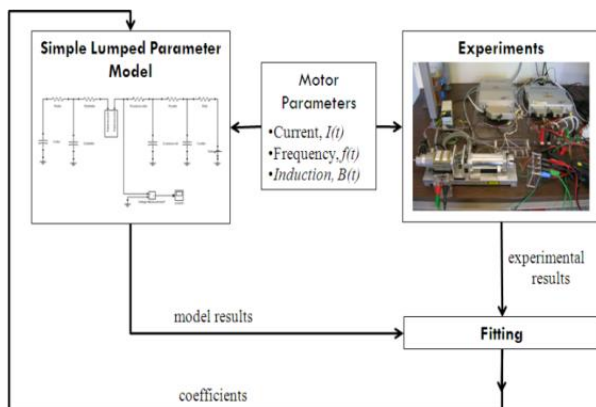


Figure 1 : Construction rapide d'un modèle thermique par méthode de calage expérimental

Afin de s'assurer que la machine continue à fonctionner normalement dans les conditions critiques (température ambiante maximale et courant maximal), il est donc nécessaire pour les constructeurs de connaître précisément le comportement thermique de la machine dès la phase de pré-production ou prototypage. Un modèle rapide et suffisamment précis dans cette phase permettra au constructeur de modifier et valider efficacement différents paramètres de la machine Syncret avant de lancer sa production. En réponse à cette demande, un modèle semi-analytique (à réseau de résistance thermique) combiné à la méthode de calage expérimental a été développée.

Contrairement à bon nombre de modèles développés pour différentes topologies de machine ([5,7]) qui sont à très fortes résolutions, l'originalité de la méthode proposée est dans la simplicité de sa construction sans sacrifier sa précision. Ceci est rendu possible grâce à la méthode de calage expérimental (figure 1) qui s'inspire de la méthode présentée par Guthrie ([8]). Cette méthode consiste à réduire au maximum le temps consacré à l'élaboration d'un modèle en calant un modèle simple directement aux résultats expérimentaux obtenu à partir des essais sur un premier prototype à l'aide des courbes de premier degré équivalentes. Dans les applications pour accessoires automobiles où sont réalisés plusieurs prototypes en vue de la grande série, on utilise le premier prototype afin de produire le premier modèle thermique suffisamment fiable dès cette phase de prototypage.

2. Modèle thermique basique à réseau de résistance

Grace à la méthode de calage expérimental, un modèle thermique basique avec un minimum de discrétisation sur la structure de la machine est largement suffisant pour commencer. En comparaison aux modèles

analytique et éléments finis, le choix du modèle à réseau de résistances thermiques est assez évident car il présente un bon compromis sur les temps de calcul et de développement ([5]). Il est basé sur le principe que le transfert de chaleur dans un corps peut être caractérisé par l'équation générale 1 et représenté par un circuit électrique équivalent ([6]).

$$\lambda \cdot \Delta\theta + P = \rho \cdot c \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (1)$$

Avec P la puissance calorifique, λ la conductivité thermique du corps, $\Delta\theta$ l'échauffement, ρ la densité du corps, et c la capacité calorifique du corps. Il est nécessaire de débiter la modélisation par identifier tous les modes de transferts de chaleurs et les pertes dans la machine.

2.1. Modélisation des transferts de chaleur

Comme montré en figure 2, notre machine Syncrel est discrétisée en 6 corps élémentaires en fonction du matériau et simplification sur leurs géométries ; assemblage rotorique, entrefer, les dents, les bobinages (bobinage, isolants et air compris), culasse statorique et carter. La géométrie de chaque élément est simplifiée en soit un cylindre ou un cuboïde. Entre ces éléments discrétisés, on identifie les trois types de transferts suivant les hypothèses faites sur les transferts de chaleur dans la machine ;

1. la conduction : les contacts entre les éléments solides,
2. la convection : les contacts entre l'air ambiant - carter, et l'entrefer – rotor et stator
3. le rayonnement : les contacts entre l'air ambiant - carter, et l'entrefer – rotor et stator.

En première approche, le transfert par rayonnement est considéré négligeable devant les deux autres transferts.

Pour chaque élément discrétisé, la résistance thermique à la conduction est calculée suivant les équations 2 et 3 et la résistance thermique à la convection suivant l'équation 4 comme expliqué en [9] ;

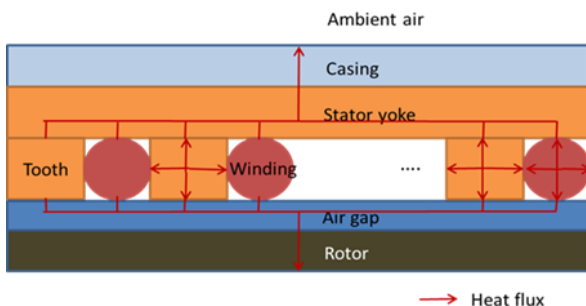


Figure 2 : Une coupe étalée montrant la discrétisation thermique de la machine et l'hypothèse sur le flux de chaleur dans la machine

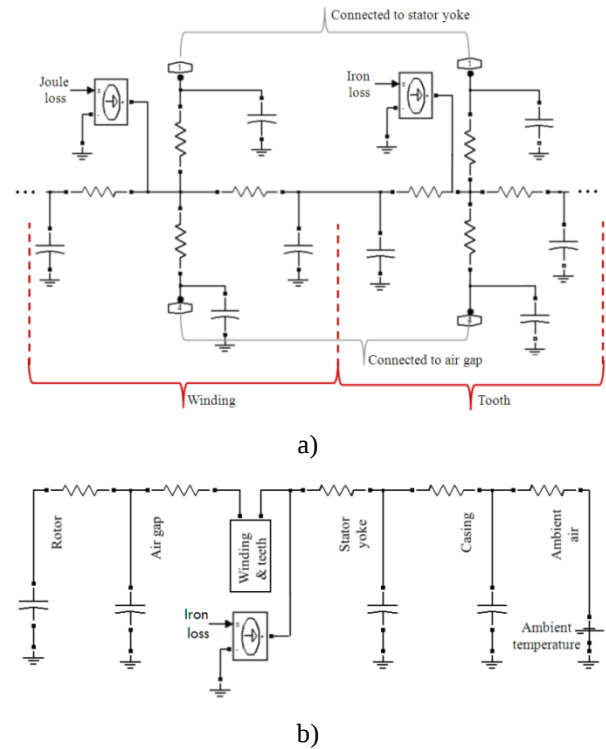


Figure 3 : a) Le sous-ensemble dents-bobinages dans lequel le transfert de chaleur est supposé circonférentiel. b) Le modèle complet de la machine avec le sous ensemble dents-bobinages intégré

$$Rth_{cond_cuboid} = \frac{1}{\lambda} \frac{L}{S} \quad (2) ;$$

$$Rth_{cond_cylinder} = \frac{1}{2\pi\lambda L} \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \quad (3) ;$$

$$Rth_{convection} = \frac{1}{hS} \quad (4) ;$$

Avec λ la conductivité thermique du matériau, L la longueur dans la direction du flux, S la section du transfert de chaleur, R_1 , R_2 les rayons intérieur et extérieur du cylindre, et h le coefficient de convection. Le coefficient de convection h est estimé au début pour un cas de convection naturelle ([10]). Enfin, la capacité thermique de chaque élément est calculée en connaissant le volume et la chaleur massique de chaque élément discrétisé.

Le circuit électrique équivalent construit présente 2 directions de transferts de chaleur ; un transfert circonférentiel (entre les dents et les bobinages qui sont cote à cote (figure 3a)) et un transfert radial (partant de sous-ensemble dents-bobinages vers l'entrefer et la culasse statorique (figure 3b)). On a négligé le transfert axial pour ce modèle simple sous l'hypothèse que la surface radiale de la machine est largement supérieure à sa surface axiale.

2.2. Modélisation des pertes

Après avoir défini le réseau de résistance thermique de la machine, il nous reste donc à identifier les pertes et les injecter aux bons endroits de la machine. Les pertes dans notre machine Syncrel comme dans tout autre

machine tournante sont composées de trois grands types de pertes [11] ;

1. Pertes dans les circuits électriques: Ce sont les pertes par effet Joule dans les parties conductrices d'une machine traversées par des courants.
2. Pertes dans le circuit magnétique: Ces pertes est composées de pertes par hystérésis (dues à une modification de l'orientation des moments magnétique du matériau sous l'effet de la variation de champ magnétique appliqué) et pertes par courant de Foucault (correspondent à un déplacement des électrons libres du matériau sous une variation de flux magnétique).
3. Pertes mécaniques: Ils prennent en compte tous les frottements dû à la rotation de la partie tournante de la machine, que ce soit des frottements entre solides ou entre solides et fluides.

Seules les pertes les plus importants ; les pertes Joule et les pertes fer (représentant plus de 95% des pertes dans la machine) sont prises en compte dans ce modèle.

La connaissance du courant nous indique les pertes Joule, (équation 5), par contre les pertes fer sont plus difficilement calculables compte tenu des formes d'induction, des fréquences mises en jeu et surtout de la forme des éléments en matériau ferromagnétique. Ces pertes dépendent essentiellement de l'induction, B_m qui n'est pas uniforme à travers les éléments ferromagnétiques qui constituent le stator (culasse et dents). Pour pouvoir calculer ces pertes en utilisant un modèle analytique de type Bertotti (équation 6) ([12]), il est donc nécessaire de discrétiser la machine en plusieurs éléments en fonctions de niveau d'induction. Un outil d'éléments finis a été utilisé (Flux2D) pour nous donner B_m sur l'ensemble de la culasse statorique et les dents. Ensuite la machine est discrétisée en éléments à niveau d'induction sensiblement équivalent. Les pertes massiques de chaque élément discrétisés peuvent ensuite être calculées par l'équation 6.

$$P_{\text{Joule}} = R \cdot I^2 \quad (5)$$

$$P_{\text{hysteresis}} + P_{\text{eddy}} = K_h \cdot B^n \cdot f + \frac{ep^2}{12} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt}\right)^2 dt \quad (6)$$

Les pertes calculées sont ensuite injectées dans le modèle à réseau de résistance ; les pertes Joules dans les bobinages et les pertes fer dans les dents et la culasse statorique.

3. Modélisation avec méthode de calage expérimental

Comme expliqué en introduction, les résultats expérimentaux sont les éléments essentiels sur lesquels le modèle thermique basique va être calé. Il est donc important de faire des bonnes expérimentations pour bien caler le modèle. Sachant que seules les pertes les plus importantes : les pertes Joules et les pertes fer sont prises en compte dans notre modèle, les expérimentations sont ainsi divisées en deux configurations afin de les valider séparément.



Figure 4 : Le banc d'essai de la machine Syncrel

Pour ce faire, un premier prototype de la machine Syncrel a été monté sur un banc d'essais (figure 4). Un thermocouple a été placé dans une encoche afin d'observer la température au niveau de l'isolant. Il est aussi équipé d'un codeur incrémental avec 500 points de résolution et un moteur à courant continu utilisé comme charge afin de reproduire les différents cycles de travail. Le banc est commandé par Dspace Micro-Autobox avec la commande construite en Simulink et l'électronique de puissance assurée par le module Rapid-Pro. Tous les paramètres gérés par Micro-Autobox peuvent être observés et acquis en temps réel à partir d'un poste informatique.

3.1. Calage sur les résultats expérimentaux de pertes Joule seules

Sachant que la plus grosse partie de l'élévation de température dans une machine vient des pertes Joule, il est donc nécessaire de caler le modèle aux résultats expérimentaux ne faisant intervenir que les pertes Joule dans un premier temps. L'expérimentation qui a été conduite consiste à alimenter les bobinages de la machine avec un échelon de courant direct d'amplitude I_{DC} différent jusqu'à ce que la température atteigne le régime permanent. Le stator n'étant pas alimenté par des champs tournants, les pertes fer sont ainsi nulles. L'élévation de température enregistrée ne vient donc que des pertes Joule.

La courbe de température en fonction du temps enregistrée est ensuite calée à une courbe de premier ordre équivalente (figure 5), c'est-à-dire trouver une courbe de premier ordre qui représente le mieux notre résultat expérimental. Ceci est fait à l'aide des outils de « fitting » sous Matlab ([13]). Cette courbe équivalente nous donne ainsi une résistance thermique équivalente, $R_{th_{eq\ exp}}$ et une capacité thermique équivalente, $C_{th_{eq\ exp}}$ pour le résultat expérimental.

En parallèle, une simulation reproduisant les mêmes conditions de l'expérimentation des pertes Joule est faite sur notre modèle à réseau de résistances. Il prend en compte les valeurs réelles des résistances des bobinages (qui varient en fonction de la température), le courant I_{DC} injecté dans les bobinages et la température ambiante lors de la manipulation. En utilisant la même méthode, la courbe de température produite par notre modèle est aussi calée à une courbe de premier ordre équivalente. Ceci nous donne ainsi une résistance thermique équivalente, $R_{th_{eq\ exp}}$ et une capacité thermique équivalente, $C_{th_{eq\ exp}}$ pour le résultat de simulation de notre modèle.

Ensuite, on fait converger $R_{th_{eq\ exp}}$ et $C_{th_{eq\ exp}}$ vers $R_{th_{eq\ exp}}$ et $C_{th_{eq\ exp}}$ afin de réduire les erreurs entre les deux résistances et capacités équivalentes au minimum, voire nulle. En regardant notre modèle, on sait que quelques hypothèses simplificatrices ; négliger le transfert axial et la tête de bobinage, engendrera des erreurs entre les deux courbes équivalentes. En plus, suite à une étude de sensibilité sur le modèle, on sait que la résistance thermique de convection vers l'air ambiant est très sensible.

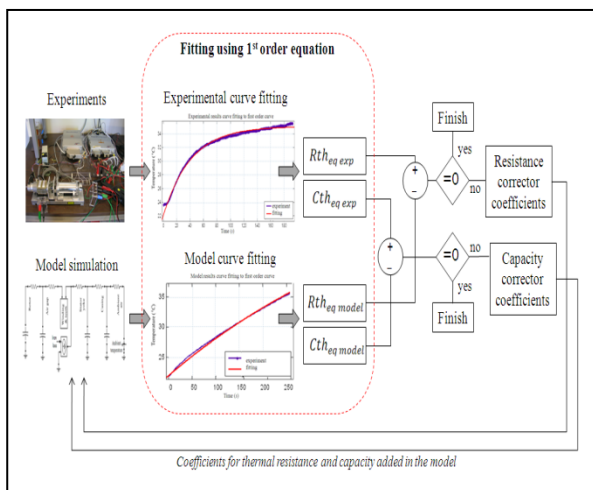


Figure 5 : méthode de calage expérimental ; une courbe de premier ordre équivalente est utilisée afin de déterminer la nécessité de rajouter des correcteurs sur les résistances et les résistances thermiques les plus sensibles dans notre modèle

L'erreur entre les deux courbes équivalentes est réduite en ajoutant quelques coefficients correcteurs bien placés dans notre modèle ; c'est-à-dire en modifiant les

résistances thermiques de convection et les capacités thermiques de tous les éléments (pour compenser le flux de chaleur axial), et surtout les bobinages (pour compenser le manque de tête de bobinages).

Tous ces étapes sont répétées en parcourant la boucle montrée en figure 5 jusqu'à ce qu'un modèle suffisamment précis soit obtenu. Un outil rapide, contrôlé par Matlab a été créé pour automatiser toutes les étapes : la simulation du modèle en Spice, le calage à une courbe du premier ordre équivalente, la comparaison des courbes équivalentes jusqu'à la modification des coefficients correcteurs dans le modèle en Spice.

3.1.1 Résultats de calage en pertes Joule

La méthode est appliquée sur plusieurs points de fonctionnement, c'est-à-dire des différentes valeurs d' I_{DC} allant de 5A jusqu'à 20A (sachant que notre machine Syncrel prototype ne peut pas accepter un courant plus grand). La figure 6 montre un exemple de calage de modèle qui a été fait sur un point de fonctionnement précis, dans ce cas à $I_{DC} = 15A$. Afin d'assurer la robustesse du modèle calé, on a comparé les résistances thermiques équivalentes $R_{th_{eq\ exp}}$ et les capacités thermiques équivalentes, $C_{th_{eq\ exp}}$ du modèle sur différents points de fonctionnement (Tableau 1). Un modèle robuste doit avoir une seule résistance et capacité thermique équivalente peu importe la condition de simulation. Ceci est donc démontré après avoir constaté qu'on a un écart maximum de 3% sur les valeurs moyennes des $R_{th_{eq\ exp}}$ et a un écart maximum de 4% sur les valeurs moyennes des $C_{th_{eq\ exp}}$.

On remarque néanmoins que sur des échelles temps très courts (les premières secondes des courbes), le modèle ne représente pas parfaitement le comportement thermique réel de la machine qui n'est pas du tout de premier ordre.

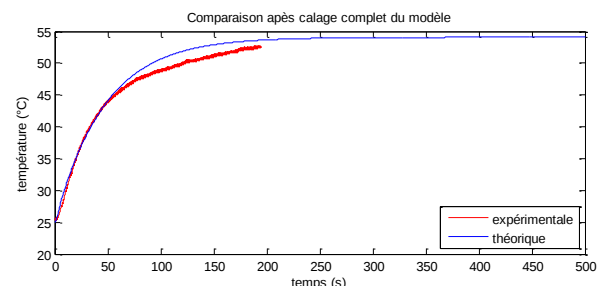


Figure 6 : Les courbes de température du résultat expérimental et de la simulation de notre modèle à $I_{DC} = 15A$

Tableau 1 : Vérification de la robustesse du modèle calé sur plusieurs points de fonctionnements.

I_{DC} (A)	$R_{th_{eq\ exp}}$	$C_{th_{eq\ exp}}$
5	6.639	7.068
10	6.849	6.736
15	6.788	6.913

3.2. Prochain travaux : Calage avec les pertes fer prises en compte

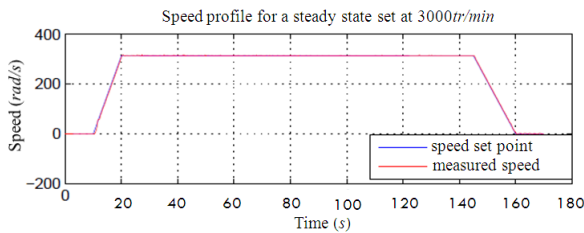


Figure 7 : Le profil de vitesse utilisée pour la validation de la méthode de calage avec les pertes fer prise en compte.

La prochaine étape est d'enrichir la méthode dans les conditions où les pertes fer interviennent. Une autre expérimentation a été donc faite avec la machine tournant suivant un profil de vitesse comme montré en figure 7. On passe par les mêmes étapes qu'en calage en pertes Joules à l'exception que cette fois-ci, les pertes fer calculées auparavant en éléments finis qui prennent en compte les conditions des essais (les courants, les fréquences) ont été injectées en plus.

4. Conclusion et perspectives

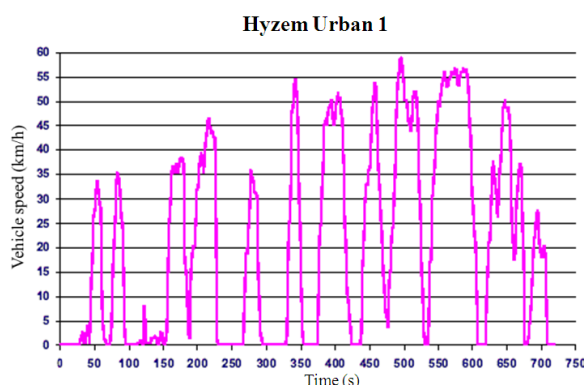


Figure 8 : Le cycle HYZEM-Urban1 représentant un profil de vitesse réaliste d'une voiture de ville.

Le temps de développement d'un modèle thermique suffisamment précis a été minimisé grâce à l'automatisation de la méthode de calage expérimental faite sur le premier prototype de notre machine Syncrel. Le calage du modèle simple aux résultats expérimentaux à l'aide d'une courbe de première ordre équivalente a été validé, robuste et suffisant avec des écarts sur les valeurs moyennes des constantes du modèle (résistances et capacités) ne dépassant pas 5%.

Par contre il reste encore à étudier la validité de cette méthode sur différentes applications (ex. : actionneur pour les freins, direction assistée ou embrayage) sous des cycles de travaux réels de ces machines comme ce qu'on pourrait déduire du cycle HYZEM-Urban1

(figure 8). Une piste est en train d'être étudiée : calage à une courbe équivalente d'ordre supérieure [14].

Dans le futur, une fois que la méthode de construction du modèle sera validée pour tout cycle d'utilisation, le modèle construit, qui est rapide, pourrait être facilement intégré dans un modèle de conception multi physique de la machine.

5. Références

- [1] M. Zeraoulia, M. E. H. Benbouzid, and D. Diallo. "Electric motor drive selection issues for hev propulsion systems : a comparative study". IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, 55(6) :pp 1756–1764, November 2006.
- [2] T. A. Lipo, "Synchronous reluctance machines - a viable alternative for ac drives", Electric Power Components and Systems, 19(6) :pp 656–671, November 1991.
- [3] A. Vagati, A. Fratta, G. Franceschini, and P. Rosso. "Ac motors for high-performance drives : a design-based comparison". IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, 32(5) :pp 1211–1219, September/October 1996.
- [4] H. Rosen, R. Mayschak. UL1446-A practical Electrical Insulation Standard. Electrical Insulation Magazine, IEEE. Sept. 1985.
- [5] A. Boglietti, A. Cavagnino and D. Staton, Determination of Critical Parameters in Electrical Machine Thermal Models. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, Vol. 44, No. 4, July/August 2008
- [6] F. P. Incropera. Fundamentals of Heat and Mass Transfers, Sixth Edition.: Wiley, 2007.
- [7] A. Boglietti, A. Cavagnino, D. Staton, M. Shanel, M. Mueller, and C. Mejuto, "Evolution and Modern Approaches for Thermal Analysis of Electrical Machines". IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, Vol. 56, No. 3, March 2009
- [8] W. Guthrie. "NIST/SEMATECH Handbook of Statistical Method". Chap.IV Process Modeling. Information Technology Laboratory, NIST
- [9] R. Glises, "Machines électriques tournantes - Simulation du comportement thermique". d3760, Technique de l'Ingénieur.

- [10] M. L. Idoughi, “Extraction de modèles thermiques simplifiés des machines électriques à partir d’un calcul du champ de températures” Thesis Université Paris Sud. 2011.
- [11] G. Grelet, “Pertes dans les machines tournantes”, d3450 Technique de l’ingénieur.
- [12] G. Bertotti. General properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials. IEEE Trans. Mag., vol. 24, no. 1, pages 621630, Jan. 1988.
- [13] J. H. Matthews, K. D. Fink. “Numerical Methods Using Matlab”. Fourth Edition. 2004.
- [14] P. Lagonotte, Y. Bertin, J.B. Saulnier. “Analyse de la qualité de modèles nodaux réduits à l’aide de la méthode des quadripôles”, International Journal of Thermal Sciences, vol. 38, pages 51-65, 1999.

Conception et réalisation d'une pince acoustique pour la manipulation de cellules

Sylvain TORU

Université de Lyon, Ecole Centrale Lyon, CNRS, UMR 5005, Laboratoire Ampère
36 avenue Guy de Collongue, 69134 Ecully Cedex
sylvain.toru@ec-lyon.fr

Résumé : Parmi les techniques de manipulation sans contact de micro-objets comme des cellules vivantes, l'acoustophorèse présente l'avantage de permettre leur manipulation dans leur milieu de culture sans aucun marquage préalable. Un substrat piézoélectrique sur lequel sont déposées des électrodes interdigitées (IDTs) permet de générer une onde acoustique de surface stationnaire. Celle-ci se transmet au fluide de la chambre microfluidique dans laquelle baignent les microparticules à manipuler. En fonction de certaines propriétés physiques, ces dernières sont poussées vers les nœuds ou les ventres de pression. La modification du déphasage entre les deux IDTs générant l'onde stationnaire modifie en temps réel la position des nœuds de pression et donc des microparticules. Nous présentons ici une simulation par éléments finis de cette puce acoustofluidique qui nous permettra d'optimiser le design des futures puces de tri ou de manipulation de cellule unique. Le champ de pression à l'intérieur du canal est calculé ainsi que le champ de force s'exerçant sur une microparticule de polystyrène.

1. Introduction

Les biologistes ont besoin d'outils pour manipuler les cellules qu'ils étudient, pour par exemple les concentrer, les isoler, ou les trier sur des critères tels que la taille ou des caractéristiques physiques spécifiques. Les instruments macroscopiques existant pour cela peuvent être des machines « agressives » pour les cellules comme des centrifugeuses, ou des équipements très onéreux, comme les cytomètres trieurs de cellules ou FACS (*Fluorescence Activated Cell Sorter*), nécessitant les compétences d'un technicien spécialement formé. Des solutions alternatives, telles que les laboratoires sur puce ou LOC (*Lab on Chip*) se développent donc sur ce constat. Ces systèmes miniaturisés, avantageux du fait de leur portabilité, leur faible coût et leur faible consommation de réactifs, font l'objet d'une recherche de plus en plus active, ce qui a permis à des plateformes complètes de voir le jour [1],[2]. Les fonctions de manipulation dans les laboratoires sur puce sont primordiales car elles permettent de faire du mélange, du tri, du positionnement précis de cellules, tout en assurant leur acheminement dans les différents compartiments de la puce.

Parmi les méthodes de manipulation sans contact, on retrouve classiquement la diélectrophorèse [3], la magnétophorèse [4], les pinces optiques [5] et l'acoustophorèse [6]. Les techniques

diélectrophorétiques ne conviennent pas à la manipulation de cellules dans leur milieu de culture car celui-ci, très conducteur, devient alors le siège d'échauffements par effet Joule, indésirables pour les cellules. De plus, la diélectrophorèse positive (acheminement des cellules vers les maxima de champ électrique) n'est pas possible dans ce type de milieux. Les techniques magnétiques nécessitent généralement un marquage préalable des cellules pour que celles-ci soient sensibles au champ magnétique, ce qui peut poser problème quand les cellules d'intérêt ne doivent pas être modifiées. Enfin, les pinces optiques permettent le contrôle de cellules uniques avec une grande précision mais ne sont pas adaptées à la gestion d'un flux de cellules ou à la manipulation d'un grand nombre d'objets. Par ailleurs, l'intégration de la partie optique limite l'emploi de cette méthode dans les LOC. La manipulation acoustique, quant à elle, ne nécessite pas de milieu ni de marquage spécifiques et peut donc être utilisée sur des cellules dans leur milieu de culture. C'est également une force de longue portée qui permet la manipulation simultanée d'un grand nombre de cellules.

Dans des précédents travaux [7], nous avons montré qu'il était possible de manipuler en temps réel une microparticule de polystyrène de 3 μm ou encore un alignement de bactéries dans un canal microfluidique. Nous proposons dans ce papier une simulation par

éléments finis de la puce acoustofluidique utilisée à l'aide de Comsol Multiphysics. Cette simulation nous permettra d'une part de prédire la trajectoire de particules dans un canal microfluidique, aussi soumises à un flux et d'autre part de dimensionner les futures puces pour optimiser le transfert énergétique entre la source RF et le déplacement de la particule.

Dans la partie 2, nous présenteront l'acoustophorèse ainsi que la méthode de manipulation en temps réel de microparticules. Ensuite nous expliqueront comment sont fabriquées de telles puces et les résultats obtenus. Dans une dernière partie, nous détailleront la simulation et ses résultats avant de les lier au prototype expérimental.

2. Théorie

2.1. La force acoustique de radiation

Des particules présentes dans un champ acoustique stationnaire sont poussées vers les ventres ou les nœuds de l'onde acoustique, selon leurs densités et compressibilités respectives, ainsi que celles de leur milieu environnant. L'expression de cette force de radiation primaire F_{RP} sur une sphère compressible dérive d'un potentiel acoustique U_{ac} et est proposée par Gorkov en 1962 :

$$F_{RP} = -\nabla U_{ac} \quad (1)$$

$$U_{ac} = V_p \left(f_1 \langle E_{pot} \rangle - \frac{3f_2}{2} \langle E_{cin} \rangle \right) \quad (2)$$

où les paramètres f_1 et f_2 dépendant des propriétés physiques des particules et du milieu environnant sont

$$f_1 = 1 - \frac{\rho_m c_m^2}{\rho_p c_p^2} \quad (3)$$

$$f_2 = \frac{2(\rho_p - \rho_m)}{2\rho_p + \rho_m} \quad (4)$$

et les énergies potentielle et cinétique moyennées dans le temps sont

$$\langle E_{pot} \rangle = \frac{\langle p^2 \rangle}{2\rho_m c_m^2} \quad (5)$$

$$\langle E_{cin} \rangle = \frac{\rho_m \langle v^2 \rangle}{2} \quad (6)$$

Dans ces expressions, p et v sont les amplitudes des champs de pression et de vitesse dus à l'onde acoustique se propageant dans le fluide. ρ et c sont les densités et vitesse de propagation du son de la particule manipulée avec l'indice 'p' ou du milieu dans lequel elle est plongée avec l'indice 'm'. Enfin V_p est le volume de la particule. On remarque que cette force est volumique, ce qui donne lieu à des application de tri

par la taille de particules [8],[9]. Si on suppose que le champ acoustique est sinusoïdal et variant suivant une seule direction, par exemple en respectant l'équation (7), alors (1) peut se simplifier pour donner l'expression (8).

$$p = p(x) = p_0 \cos(kx) \quad (7)$$

$$F_{RP} = \frac{kp_0^2 V_p \beta_m}{4} \left[\frac{5\rho_p - 2\rho_m}{2\rho_p + \rho_m} - \frac{\beta_p}{\beta_m} \right] \sin(2kx) u_x \quad (8)$$

où $\beta = 1/\rho c$ est la compressibilité. Cette force s'annule tous les $\lambda/2$ aux nœuds de l'onde acoustique et son sens dépend du signe de l'expression entre crochets, appelé facteur de contraste, soit des rapports de densités et de compressibilités des particules et du milieu. Pour le calcul en 2 dimensions qui sera utilisé pour la simulation, nous utiliserons l'expression la plus générale (1).

Il faut donc à l'intérieur d'un canal microfluidique générer une onde acoustique stationnaire. Pour cela, on trouve dans la littérature deux grandes catégories de méthodes. Certains utilisent des ondes acoustiques de volume [10],[11]: le canal est gravé dans du silicium et celui-ci vibre grâce à un actionneur piézoélectrique. A une certaine fréquence, le canal amplifie la vibration en jouant le rôle de cavité résonante. L'inconvénient de cette approche est que les conditions aux limites sont imposées aux parois de la cavité, ce qui impose la position des nœuds et des ventres de pression. De plus, les polymères mous comme le polydiméthylsiloxane (PDMS), très utilisés en microfluidique ne conviennent pas pour ce type de stimulation car ils ont un fort coefficient d'absorption des ondes acoustiques, comme le fait remarquer Shi [12].

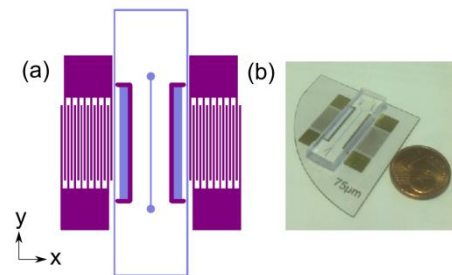


Figure 1 - (a) Schéma du montage pour la pince acoustique. En violet les électrodes et en bleu le canal microfluidique. (b) Photographie de la puce acoustofluidique.

Pour pallier ces problèmes, les ondes acoustiques de surface peuvent être utilisées [9],[13],[14]. Celles-ci sont générées à la surface d'un matériau piézoélectrique à l'aide d'électrodes interdigitées ou IDTs (*InterDigitated Transducers*). La surface de ce matériau constitue aussi le « sol » du canal et est directement en contact avec le milieu dans lequel sont manipulées les particules. Dans ce cas, les canaux

peuvent classiquement être moulés en PDMS. Nous avons choisi cette technique d'une part car l'énergie acoustique étant confinée en surface du matériau, elle n'est pas nécessaire en aussi grande quantité que pour les ondes de volume, et d'autre part car contrairement aux ondes de volume, la position des nœuds et ventres à la surface du piézoélectrique peut être modifiée en modifiant le déphasage entre les deux IDTs générant l'onde stationnaire.

2.2. Manipulation de particules en temps réel

Dans un champ acoustique de pression stationnaire, des particules se retrouvent donc piégées dans un ventre ou un nœud de pression. Tout déplacement de ce piège se traduit par un déplacement de la particule, d'où le nom de pince acoustique.

Comme mentionné précédemment, l'utilisation de SAW ne fixe pas de conditions aux limites pour l'onde de pression aux parois du canal. Étant liés aux nœuds de pression, les pièges peuvent ainsi être déplacés en temps réel. En effet, le champ de pression dans le canal est la superposition de deux champs de pression résultant des deux ondes progressives générées par chaque IDT (Figure 1). En modifiant la différence de phase entre les deux sources RF, on crée également un déphasage $\Delta\phi$ entre les ondes de pression. Le champ de pression total est donc :

$$P = \frac{p_0}{2} \cos(\omega t - kx + \Delta\phi) + \frac{p_0}{2} \cos(\omega t + kx) \quad (9)$$

$$P = p_0 \cos\left(kx - \frac{\Delta\phi}{2}\right) \cos\left(\omega t + \frac{\Delta\phi}{2}\right) \quad (10)$$

où P est la pression instantanée, ω la pulsation imposée et $\Delta\phi$ le déphasage entre les deux champs de pression. Les nœuds de pression sont donc situés aux positions x_0 vérifiant :

$$kx_0 - \frac{\Delta\phi}{2} = \frac{\pi}{2} - n\pi \Leftrightarrow x_0 = \lambda \frac{\Delta\phi}{720} + \frac{\lambda}{4} + \frac{n\lambda}{2} \quad (11)$$

où $\Delta\phi$ est exprimé en degrés et λ est la longueur d'onde. Le facteur $\lambda/4$ est arbitraire car aucune origine sur l'axe des x n'a été choisie. Cette équation nous confirme que les nœuds sont bien distants de $\lambda/2$ et surtout qu'un déphasage de $\Delta\phi$ conduit à un décalage du nœud de l'onde stationnaire de $\lambda \times \Delta\phi / 720$.

Contrôler ce déphasage permet ainsi de contrôler la position des nœuds de l'onde stationnaire et par la suite de la particule qui y est piégée. Ce déplacement peut se faire en temps réel puisqu'il s'agit simplement de déphaser les deux signaux électriques qui alimentent les IDTs. La seule limitation est la vitesse limite due à la force de trainée qui s'oppose à la force acoustique. Cette vitesse limite $v_{\max}$ est la solution de l'équation :

$$F_{RP\max} = F_{\text{trainée}} = 6\pi\eta r v_{\max} \quad (12)$$

où η est la viscosité dynamique.

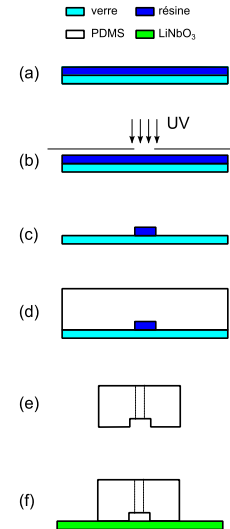


Figure 2 :- Étapes de fabrication des canaux. (a) Dépôt d'une résine sèche, (b) Insolation, (c) Révélation, (d) Coulage du PDMS liquide+durcisseur, (e) Découpe des canaux et perçage des entrées/sorties, (f) Collage sur un substrat pour refermer le canal.

3. Réalisation expérimentale

3.1. Fabrication de la puce acoustofluidique

Les canaux microfluidiques sont réalisés en PDMS. C'est un polymère qui est très avantageux car il est transparent, rendant possible les manipulations sous microscope et il est biocompatible, ce qui permet de travailler avec des cellules eucaryotes ou des bactéries. Les étapes de leur fabrication par lithographie « molle » sont décrites Figure 2.

Le matériau piézoélectrique que nous avons choisi est le niobate de lithium car celui-ci présente un fort coefficient de couplage électromécanique et les électrodes ont été réalisées en chrome/or. Celle-ci sont déposées par évaporation et les motifs sont révélés par lift-off. Les étapes de ce procédé sont visibles sur la Figure 3. Un traitement au plasma permet de coller le canal sur ce substrat.

3.2. Résultats expérimentaux

Grâce à cette technique, nous avons pu contrôler en temps réel la position d'une bille de polystyrène de 3 μm (Figure 4) dans un microcanal ou encore la position d'un faisceau de bactéries dans un autre canal. La même technique permet également avec deux jeux d'électrodes interdigitées en quadrature de manipuler des particules en deux dimensions.

Dans le cas de la bille de polystyrène, à l'aide d'ImageJ, un logiciel de traitement d'images, nous avons pu remonter à l'amplitude moyenne des oscillations. Nous avons trouvé une amplitude de 148.9 μm . En théorie, d'après (11), avec une longueur d'onde

de 300 μm et un déphasage variant de manière sinusoïdale et d'amplitude $\Delta\varphi = 360^\circ$, on obtient un déplacement également sinusoïdal et d'amplitude 150 μm . Ces deux valeurs sont très proches, ce qui valide la théorie.

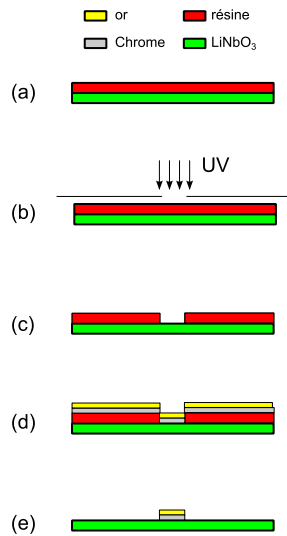


Figure 3 : Étapes de fabrication des électrodes par lift-off.
(a) Dépôt de la résine par spin-coating, (b) Insolation, (c) Révélation, (d) Dépôt des métaux par évaporation, (e) Lift-off (solvant de la résine + ultrasons).

4. Simulation de la puce acoustofluidique

4.1. Présentation de la simulation

Pour réaliser le dimensionnement de puces permettant par exemple de façon efficace le tri de cellules ou encore pour optimiser le mieux possible le transfert d'énergie entre le générateur RF et le déplacement des particules manipulées, une simulation du dispositif s'impose. En effet, il s'agit d'un dispositif complexe combinant le couplage électromécanique des électrodes sur le substrat piézoélectrique, la propagation mécanique de l'onde ultrasonore, absorbée en partie par le PDMS constituant les bords du canal, la transmission de cette onde au fluide se déplaçant dans le canal et enfin le calcul du champ de force auquel seront soumis les objets à manipuler. Nous avons donc réalisé un tel modèle qui permet de calculer la force acoustique de radiation sur des particules données. La géométrie de la simulation est donnée **Figure 5**.

Le substrat est le 128° YX LiNbO₃. Sur ce substrat, les électrodes en peignes interdigités sont modélisées par des conditions aux limites électriques : le potentiel y est imposé, soit à 0, soit à V_0 ou $V_0 \exp(j\Delta\varphi)$. L'air est également modélisé pour permettre aux lignes de champ électrique de se reboucler au dessus du substrat. Enfin, le canal est modélisé par un rectangle rempli d'eau. A ses bords, nous avons mis l'impédance

acoustique du PDMS pour prendre en compte les réflexions à l'intérieur de la cavité microfluidique. Les ondes étant stationnaires, une simulation fréquentielle est réalisée à la fréquence de résonance, soit 13.26MHz.

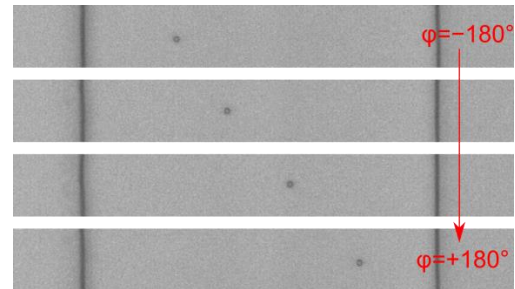


Figure 4 : Manipulation d'une bille de 3 μm dans un microcanal.

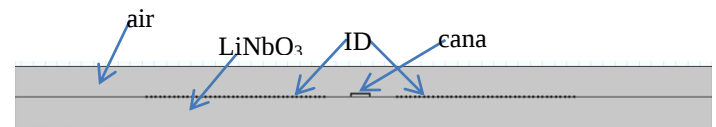


Figure 5 : Géométrie de la simulation Largeur du canal : 300 μm .

4.2. Résultats de simulation

Ce modèle a été simulé pour différents déphasages entre les deux IDTs. Le déplacement en surface du substrat piézoélectrique et le champ de pression à l'intérieur du canal sont représentés **Figure 6**.

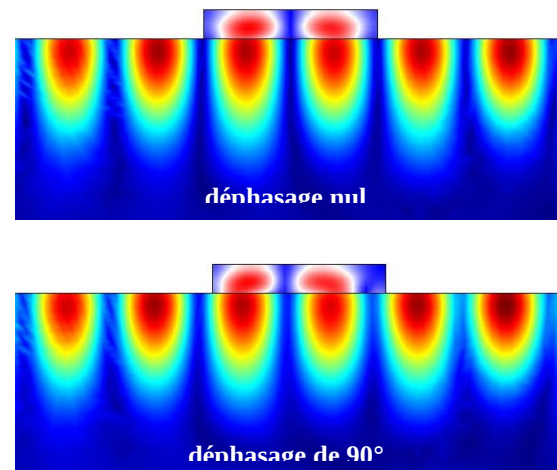


Figure 6 : Champ de pression dans le canal (max 0.5 MPa), déplacement vertical dans le piézoélectrique (max 2.8 nm) en fonction du déphasage

Lors de la simulation, le champ de vitesse dans le fluide est également calculé. A l'aide des équations (1) et (2), et pour une microparticule donnée, on peut remonter au champ de force qui lui sera appliqué. Un exemple est donné pour une particule de polystyrène de 20 μm de diamètre qui serait dans un canal rempli d'eau, les électrodes étant alimentées par un signal

d'amplitude 20V. Les forces obtenues sont de l'ordre de la dizaine de pN, ce qu'on retrouve dans la littérature pour d'autres dispositifs utilisant les ondes acoustique de surface [14],[15]. Pour un déphasage de $\Delta\phi = -90^\circ$, le champ de force calculé est représenté Figure 7.

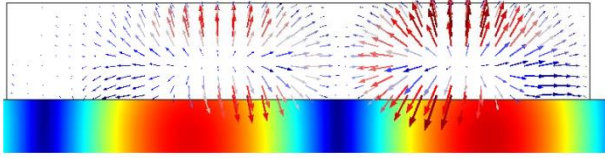


Figure 7 : Champ de force (max 35 pN) sur une particule de polystyrène de 20 μm dans de l'eau pour une tension appliquée de 20V et un déphasage de -90° . Sur le substrat: le déplacement vertical (max 4.8 nm).

Comparaison avec le dispositif expérimental

Les résultats expérimentaux obtenus nous ont permis d'observer des particules suivre la position des nœuds de pression contrôlés par le déphasage entre les signaux électriques imposés aux IDTs. On observe le même comportement dans la simulation mais une confrontation plus poussée avec le dispositif réel demande la mesure du champ de pression dans le canal. Une telle mesure n'est pas simple, car des capteurs classiques seraient intrusifs et modifieraient la mesure. Nous prévoyons donc de l'estimer à partir de trajectoires enregistrées et du modèle approché de l'équation (8), comme l'ont fait Barnkob *et al.* [16] avec une caméra classique, ou encore Augustsson *et al.* [17] avec une caméra rapide pour une meilleure résolution, et cela pour des dispositifs à ondes acoustiques de volume.

5. Conclusion

Nous avons présenté une simulation d'une pince acoustique basée sur des SAW, jusqu'au calcul de la force de radiation qui est appliquée sur n'importe quelle particule. Ces résultats vont pouvoir nous permettre de concevoir des dispositifs à basse consommation pour par exemple s'affranchir d'un amplificateur RF dans l'optique d'une intégration plus aisée. La prochaine étape sera d'ajouter des microparticules dans la simulation soumises à un flux pour pouvoir prévoir leur déplacement dans un canal en 3 dimensions. Cela permettra par exemple de dimensionner des puces de tri acoustique les plus efficaces possible avec cette technologie.

6. Références

- [1] J. Melin and S. R. Quake, "Microfluidic large-scale integration: the evolution of design rules for biological automation.," *Annual review of biophysics and biomolecular structure*, vol. 36, pp. 213–31, Jan. 2007.
- [2] E. P. Kartalov and S. R. Quake, "Microfluidic device reads up to four consecutive base pairs in DNA sequencing-by-synthesis.," *Nucleic acids research*, vol. 32, no. 9, pp. 2873–9, Jan. 2004.
- [3] B. Cetin and D. Li, "Dielectrophoresis in microfluidics technology.," *Electrophoresis*, vol. 32, no. 18, pp. 2410–27, Sep. 2011.
- [4] N. Pamme, "Magnetism and microfluidics.," *Lab on a chip*, vol. 6, no. 1, pp. 24–38, Jan. 2006.
- [5] H. C. Hunt and J. S. Wilkinson, "Optofluidic integration for microanalysis.," *Microfluidics and Nanofluidics*, vol. 4, no. 1–2, pp. 53–79, Sep. 2007.
- [6] H. Tsutsui and C.-M. Ho, "Cell Separation by Non-Inertial Force Fields in Microfluidic Systems.," *Mechanics research communications*, vol. 36, no. 1, pp. 92–103, Jan. 2009.
- [7] S. Toru, M. Frenea-Robin, N. Haddour, and F. Buret, "Tunable and label-free bacteria alignment using standing surface acoustic waves," in *2012 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2012, pp. 4998–5001.
- [8] R. Guldiken, M. C. Jo, N. D. Gallant, U. Demirci, and J. Zhe, "Sheathless Size-Based Acoustic Particle Separation," *Sensors*, vol. 12, no. 1, pp. 905–922, Jan. 2012.
- [9] J. Shi, H. Huang, Z. Stratton, Y. Huang, and T. J. Huang, "Continuous particle separation in a microfluidic channel via standing surface acoustic waves (SSAW).," *Lab on a chip*, vol. 9, no. 23, pp. 3354–9, Dec. 2009.
- [10] A. Nilsson, F. Petersson, H. Jönsson, and T. Laurell, "Acoustic control of suspended particles in micro fluidic chips.," *Lab on a chip*, vol. 4, no. 2, pp. 131–5, Apr. 2004.
- [11] P. Augustsson, L. B. Åberg, A.-M. Swärd-Nilsson, and T. Laurell, "Buffer medium exchange in continuous cell and particle streams using ultrasonic standing wave focusing," *Microchimica Acta*, vol. 164, no. 3–4, pp. 269–277, Jul. 2008.

- [12] J. Shi, X. Mao, D. Ahmed, A. Colletti, and T. J. Huang, "Focusing microparticles in a microfluidic channel with standing surface acoustic waves (SSAW)," *Lab on a chip*, vol. 8, no. 2, pp. 221–3, Feb. 2008.
- [13] T. Franke, S. Braunmüller, L. Schmid, A. Wixforth, and D. a Weitz, "Surface acoustic wave actuated cell sorting (SAWACS).," *Lab on a chip*, vol. 10, no. 6, pp. 789–94, Mar. 2010.
- [14] N. D. Orloff, J. R. Dennis, M. Cecchini, E. Schonbrun, E. Rocas, Y. Wang, D. Novotny, R. W. Simmonds, J. Moreland, I. Takeuchi, and J. C. Booth, "Manipulating particle trajectories with phase-control in surface acoustic wave microfluidics.," *Biomicrofluidics*, vol. 5, no. 4, pp. 44107–441079, Dec. 2011.
- [15] X. Ding, S.-C. S. Lin, B. Kiraly, H. Yue, S. Li, I.-K. Chiang, J. Shi, S. J. Benkovic, and T. J. Huang, "On-chip manipulation of single microparticles, cells, and organisms using surface acoustic waves.," *Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America*, vol. 109, no. 28, pp. 11105–9, Jul. 2012.
- [16] R. Barnkob, P. Augustsson, T. Laurell, and H. Bruus, "Measuring the local pressure amplitude in microchannel acoustophoresis.," *Lab on a chip*, vol. 10, no. 5, pp. 563–70, Mar. 2010.
- [17] P. Augustsson, R. Barnkob, S. T. Wereley, H. Bruus, and T. Laurell, "Automated and temperature-controlled micro-PIV measurements enabling long-term-stable microchannel acoustophoresis characterization.," *Lab on a chip*, vol. 11, no. 24, pp. 4152–64, Dec. 2011.

Le DVD « archives » est disponible !!!



Voici regroupés tous les articles des numéros 0 à 59, de Mai 1994 à Décembre 2003, sous forme numérique au format pdf (pdf scannés pour les plus anciens et pdf vectoriel pour les plus récents), sur le DVD que vous pouvez commander en remplissant le bulletin de commande suivant. Vous pouvez consulter les thèmes abordés sur la page ci-contre de la revue.



BULLETIN DE COMMANDE

A envoyer accompagné d'un chèque à l'ordre de la SEE - Revue 3EI
à SEE - la Revue 3EI 17 rue de l'amiral Hamelin 75783 Cedex 16

DVD archives Revue 3EI	France et pays de la CEE	pays hors CEE
Tarif individuel	60 €	70€
Tarif collectivité (CDI , laboratoire...)	100 €	110 €

NomPrénom

Adresse d'expédition.....

.....



17 ANS D'ARCHIVES DE *La Revue 3E.I.* POUR PARTAGER L'ENSEIGNEMENT DU GÉNIE ÉLECTROTECHNIQUE ET DE L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE



1994-1995

- 1 La machine asynchrone (reproduction Xérox)
- 2 Association machine asynchrone et convertisseur statique
- 3 La machine synchrone (reproduction Xérox)

1995-1996

- 4 Influence des convertisseurs statiques sur les réseaux
- 5 L'électrothermie
- 6 Première approche sur les réseaux

1996-1997

- 7 La machine à courant continu
- 8 La conversion d'énergie
- 9 Les composants inductifs et capacitifs en électronique de puissance
- 10 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

1997-1998

- 11 Le transformateur
- 12 Les capteurs
- 13 Le génie électrique dans l'armement
- 14 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

1998-1999

- 15 Les aimants et électroaimants
- 16 L'automatique en électrotechnique
- 17 L'appareillage haute tension
- 18 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

1999-2000

- 19 La traction électrique ferroviaire
- 20 Energies renouvelables
- 21 Moteurs électriques pour applications de grandes séries
- 22 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

2000-2001

- 23 Les automatismes industriels
- 24 L'éclairage
- 25 L'Etat de l'Art en électronique de puissance
- 26 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

2001-2002

- 27 Métrologie : mesures et estimations
- 28 Convertisseurs propres
- 29 Les alimentations et convertisseurs embarqués
- 30 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

2002-2003

- 31 Mesures dans les systèmes électrotechniques
- 32 Applications des micro-ondes de puissance
- 33 L'électronique dans l'automobile
- 34 Applications pédagogiques et réalités industrielles

2003-2004

- 35 L'outil informatique dans l'enseignement
- 36 La problématique de l'énergie, la place de l'électricité
- 37 Applications pédagogiques et réalités industrielles
- 38 Applications pédagogiques et réalités industrielles

2004-2005

- 39 La production décentralisée d'électricité (1)
- 40 La production centralisée d'électricité (2)
- 41 Matériaux magnétiques pour convertisseurs d'énergie
- 42 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

2005-2006

- 43 Les réseaux électriques embarqués
- 44 Réseaux de transport d'énergie
- 45 Matériaux piézo électriques
- 46 Applications pédagogiques et réalités industrielles

2006-2007

- 47 Matériaux électro actifs
- 48 Stockage de l'énergie - 1^{ère} partie
- 49 Stockage de l'énergie - 2^{ème} partie
- 50 Pratiques pédagogiques de l'académie de Lille

2007-2008

- 51 Gisements d'économie d'énergie 1^{ère} partie

- 52 Gisements d'économie d'énergie 2^{ème} partie
- 53 FPGA (Field-Programmable Gate Array)
- 54 Pratiques pédagogiques de l'académie de Toulouse

2008-2009

- 55 Piles à combustible - 1^{ère} partie
- 56 Piles à combustibles - 2^{ème} partie
- 57 La Cogénération
- 58 Pratiques pédagogiques de l'académie de la région Paca

2009-2010

- 59 L'énergie des Mers
- 60 Les standards de communication
- 61 Les Aspects thermiques dans les convertisseurs
- 62 Applications pédagogiques de l'Académie de Versailles

2010-2011

- 63 Véhicule électrique
- 64 L'avion plus électrique
- 65 Compatibilité électromagnétique (CEM)
- 66 Applications pédagogiques : Académie de Créteil

2011-2012

- 67 L'éclairage
- 68 Défaillance et durée de vie du matériel électrique
- 69 Bâtiment du futur...
- 70 Applications pédagogiques : les STIDD

Le DVD « Archives » est disponible !!!



Voici regroupés tous les articles des numéros 0 à 59, de Mai 1994 à Décembre 2009, sous forme numérique au format pdf (pdf scannés pour les plus anciens et pdf vectoriel pour les plus récents), sur le DVD que vous pouvez commander en remplissant le bulletin de commande suivant. Vous pouvez consulter les thèmes abordés cette page.

BON DE COMMANDE >>> A retourner à la SEE - La Revue 3E.I. - 17 rue de l'Amiral Hamelin - 75783 Paris cedex 16 - France - Fax : 33 (0)1 5690 3719

Tarifs au 1 ^{er} janvier 2013 Prix unitaire TTC (TVA 2,10 %)		
Quantité	France & UE	Hors UE
A partir de	Prix unitaire	
1 Volume	12 €	14 €
3 Volumes	10 €	12 €
DVD Archives Revue 3E.I.		
Individuel	60 €	70 €
Collectivité (CDI, laboratoire...)	100 €	110 €

- ☐ Je commande les numéros :
☐ Et/ou la série complète des années :
☐ Je commande le DVD Archives

Nom et prénom :
 Société : Fonction :
 Adresse :
 Code postal [] [] [] [] Ville : Pays :
 Tél. : [] [] [] [] [] [] e-mail :

Je règle la somme totale de : € TTC (TVA 2,10 %)
 par ☐ chèque bancaire à l'ordre de la SEE
☐ Carte bancaire (Visa, Eurocard/Mastercard, American Express)
 N° Carte : [] [] [] [] [] [] [] [] [] [] [] []
 Date de validité : [] [] [] []
 N° cryptogramme : [] [] [] [] (3 derniers chiffres au dos de la carte)

Date, signature et cachet s'il y a lieu :

Conformément à la Loi Informatique et Libertés du 06/01/1978, vous disposez d'un droit d'accès et de rectification aux informations qui vous concernent. Contacter le Service Abonnements de la SEE