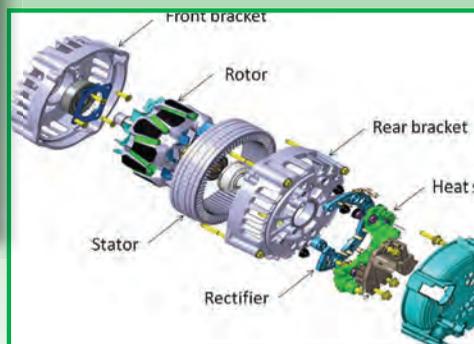
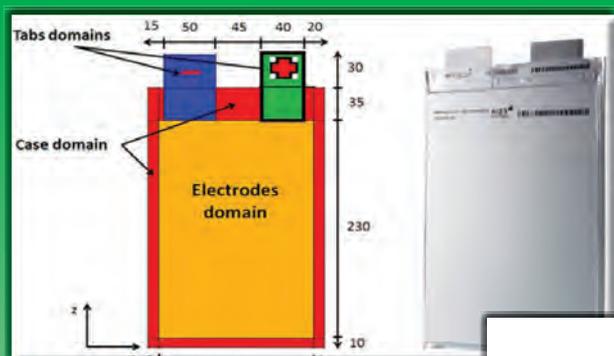


La Revue SEE



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



*Applications
Pédagogiques*

En partenariat avec le congrès JCGE-SEEDS

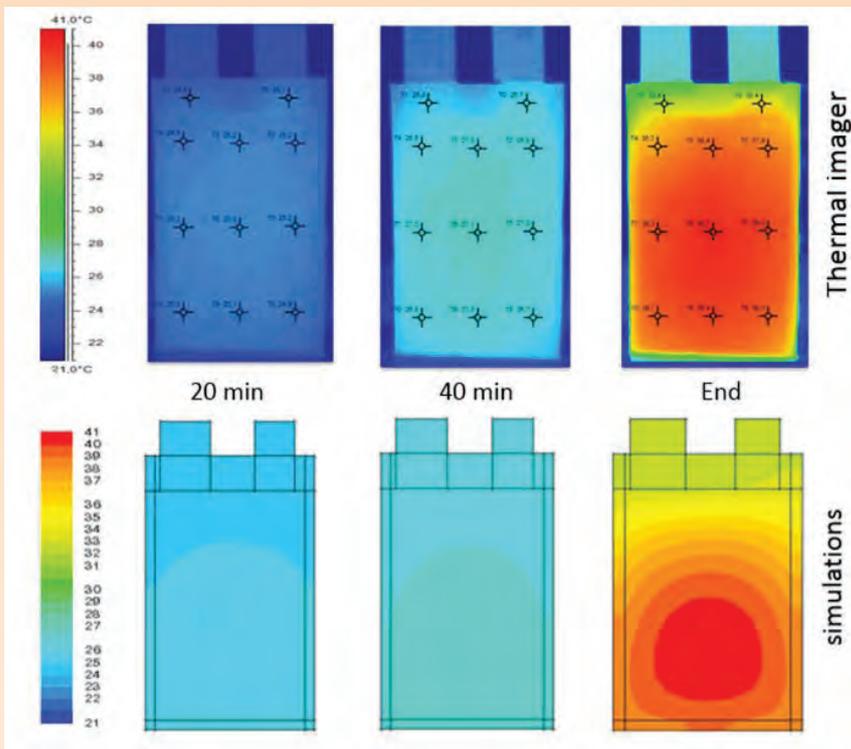
Publication trimestrielle du Cercle Thématique 13.01 de la SEE

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

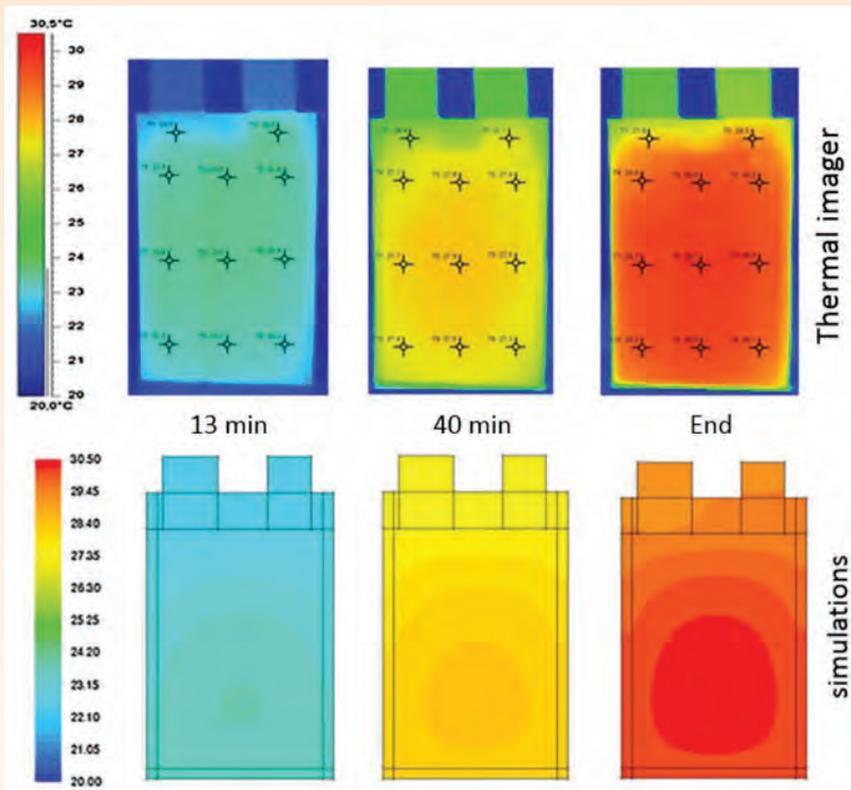


*Société de l'Electricité, de l'Electronique
et des Technologies de l'Information
et de la Communication*

N° 78 - Octobre 2014



Distribution thermique à la surface de la batterie pour un taux de charge de $1I_t$



Distribution thermique à la surface de la batterie pour un taux de décharge de $1I_t$



(a)



(b)

Câbles supraconducteurs faits de rubans (a) et de fils cylindriques (b)



SOCIÉTÉ de l'ELECTRICITÉ, 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

La Revue 3EI

publication trimestrielle
du Cercle Thématique 13-01
de la SEE

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'Electrotechnique et l'Electronique Industrielle

<p>La Revue 3EI, Édition SEE, 17 rue de l'Amiral Hamelin 75783 PARIS Cedex 16</p> <p>Directeur de la publication François GERIN Président de la SEE</p> <p>Rédacteur en Chef Franck LE GALL</p> <p>Adresser les propositions d'article à : revue3ei.art@voila.fr</p> <p>Communication Mr Alain Brenac communication@see.asso.fr 01 56 90 37 09 publicité au rapport</p> <p>Abonnement (4 numéros par an) Janvier, Avril, Juillet, Octobre 2014. tarifs TTC : (revue papier)</p> <p>Individuel : France et CEE.....40 € Pays hors CEE.....50 €</p> <p>Collectivités France et CEE.....57 € Pays hors CEE.....70 €</p> <p>Réalisation et impression Repro-Systèmes 23, rue de Verdun 77181 Le Pin</p> <p>Routage et Expédition Départ Presse ZI les Richardets 93966 Noisy le Grand</p> <p>Dépôt Légal : Octobre 2014 Commission Paritaire 1217 G 78028 ISSN 1252-770X</p>	<p style="text-align: right;">Sommaire du n° 78</p> <p style="text-align: center;">Thème : Applications pédagogiques</p> <p>p. 2 <i>Éditorial,</i></p> <p>p. 4 <i>Publications,</i></p> <p>p. 9 <i>Véhicule électrique à faible consommation : éco-marathon (système pluri-technologique et embarqué)</i> A. SIVERT, F. BETIN IUT de Picardie SOISSONS</p> <p>p. 23 <i>Réalisation d'un kart électrique : Etude, choix technologique, instrumentation embarquée, caractérisation</i> A. SIVERT, F. BETIN IUT de Picardie SOISSONS</p> <p>p. 33 <i>Production d'énergie autonome par Diesel Alternateur</i> D. DUJARDIN, C. NILLY, C. BOUTINAUD</p> <p>p. 44 <i>Décodage de télégrammes KNX</i> P. DUBOIS et J. SERRES GARDANNE</p> <p>p. 51 <i>TP BTS Electrotechnique : FILTRAGE NUMERIQUE...avec quelques éléments de réponses!</i> B. BAUDIER DOLE</p> <p style="text-align: center;">Hors Thème</p> <p>p. 55 <i>Etude du foudroiement du Pic du Midi de Bigorre</i> C. SIGOGNE PAU</p> <p>p. 63 <i>Influence de la température sur le comportement vibro-acoustique des alternateurs à griffes</i> A. TAN-KIM UTC COMPIEGNE</p> <p>p. 69 <i>Modélisations numériques des pertes AC dans un tube supraconducteur</i> G. ESCAMEZ, A. BADEL, P. TIXADOR, B. RAMDANE, G. MEUNIER, A. ALLAIS, C. E. BRUZEK</p> <p>p. 75 <i>Capteur de courants innovant pour des systèmes polyphasés, Application aux câbles multiconducteurs</i> M. BOURKEB LYON</p> <p>p. 84 <i>Modélisation Electrothermique 2D d'une batterie lithium-ion de type "pouch"</i> A. SAMBA, N. OMAR, H. GUALOUS, P. V D BOSSCHE, J. V MIERLO</p>
--	--

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

Le numéro d'octobre 2014 de la revue 3EI, comme chaque année, est consacré **aux activités pédagogiques**. Vous y découvrirez la grande diversité des projets dans lesquels nos collègues s'investissent avec beaucoup de passion.

Les articles du thème, écrits par des enseignants de lycées et d'IUT inspireront, nous l'espérons, nombre d'entre nous pour nos prochains projets et activités pédagogiques. En hors thème, vous pourrez poursuivre la découverte des travaux présentés pendant les journées JCGE, dont nous avons déjà débuté la publication dans le numéro de juillet 2014.

Les deux articles d'ouverture du thème, écrits par M. Sivert et M. Betin, nous présentent de façon très riche l'aventure de la construction de véhicules à faible consommation et particulièrement d'un kart électrique. Le succès de ces projets menés au sein de l'IUT de Picardie dans le cadre de challenges pédagogiques, prouvent une nouvelle fois leur pertinence et leur attractivité auprès des étudiants.

M. Dubois et ses co-auteurs nous décrivent le fonctionnement d'un groupe de production autonome d'énergie Diesel-Alternateur. Cette collaboration entre un enseignant, un élève ingénieur et un industriel débouche sur une réalisation pratique avec les étudiants.

Les deux derniers articles du thème ciblent des aspects d'électronique numérique et de communication qui ne sont pas toujours vus en détails dans les sections de STS Electrotechnique. Ces deux articles seront d'une grande aide pour les collègues qui souhaitent s'investir avec leurs élèves dans l'étude du bus KNX ou du filtrage numérique.

Les articles « hors thème », issus, comme dans le numéro précédent, de la collaboration que nous menons avec le congrès JCGE-SEEDS, sont très variés et confirment la grande actualité du Génie Electrique dans les problématiques actuelles et futures.

Dans son article, M. Sigogne fait l'analyse du foudroiement du Pic du Midi de Bigorre. Cette étude originale enrichie notre culture sur ce phénomène naturel encore mal connu.

De son côté, M. Tan-Kim s'intéresse au comportement vibro-acoustique de l'alternateur à griffes dont les applications sont bien connues dans le domaine de l'automobile. Cet article est particulièrement intéressant du fait de son approche multiphysique.

M. Escamez et ses collaborateurs traitent de l'étude des pertes AC dans les nouveaux câbles supra-conducteurs, tandis que M. Bourkeb nous présente des capteurs innovants pour la mesure des courants dans les systèmes polyphasés.

Enfin, pour clore ce numéro, M. Samba et ses collègues présentent une modélisation électrothermique 2D d'une batterie Lithium-ion validée par des mesures thermiques.

Le numéro d'octobre qui ouvre l'année scolaire annonce aussi l'année 2015. Nous avons donc prévu de traiter de nouveaux thèmes dans nos prochaines publications :

- Janvier 2015 : convertisseurs électroniques de puissance "du cahier des charges à la réalisation".
- Avril 2015 : réglages des procédés
- Juillet 2015 : gestion des réseaux isolés en modes "on-grid/off-grid"

Le site de la revue (<http://www.see.asso.fr/3ei>) évolue en permanence et vous pouvez vous **abonner directement par voie numérique**. Nous souhaitons que ce mode d'abonnement soit de plus en plus utilisé pour limiter le temps de traitement au format papier des demandes d'abonnement.

N'hésitez pas à nous proposer des articles sur votre expérience (à envoyer à l'adresse e-mail revue3ei.art@voila.fr), tout particulièrement si vos articles traitent des réformes mises en place en STI2D.

Bonne lecture.

Le Comité de Publication de la Revue3EI

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 2015
79 (Janvier 2015), n°80 (Avril 2015), n°81 (Juillet 2015) et n°82 (Octobre 2015)

Pour l'année 2015, nous vous proposons

3 formules d'abonnement :

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

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

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

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

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

Nom : Prénom

Adresse d'expédition de la revue 3EI :

Rue, n° :

Code postal : Ville :

Pays :

Adresse électronique :

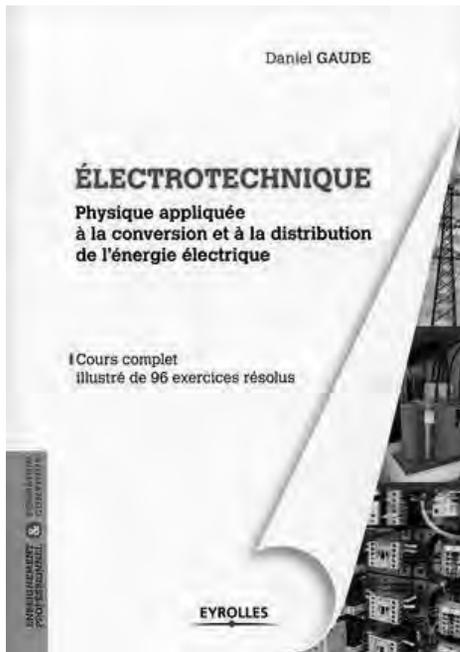
Activité (pour statistiques) :

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>



Electrotechnique 1 et 2

Daniel Gaude

Editions EYROLLES

L'électrotechnique est une discipline où la recherche nous apporte périodiquement de nouvelles applications, tandis que de nouveaux besoins ne cessent de se faire jour.

L'intérêt que suscite cette discipline déjà classique s'en trouve donc constamment stimulé, invitant tous ceux qui souhaitent suivre cette évolution à découvrir ou à redécouvrir ce domaine porteur d'emplois et ouvrant aux nombreuses carrières de techniciens, d'ingénieurs et de chercheurs.

Par sa polyvalence et sa souplesse, l'énergie électrique est au coeur des échanges d'énergie.

Ce manuel permettra aux étudiants inscrits dans les différents premiers cycles de l'enseignement supérieur et aux professionnels en formation continue d'étudier - avec des méthodes actuelles - l'électrotechnique telle qu'on la pratique aujourd'hui; les problèmes reposent donc sur des données industrielles et techniques.

La part faite aux études de cas et aux exercices corrigés constitue un des meilleurs atouts de cet ouvrage où l'on verra que, chaque fois que cela est possible, le problème précède le cours. Toutefois, pour que l'on soit encouragé à le résoudre, la solution est le plus souvent déjà dans l'énoncé.

Enfin, pour résoudre les problèmes à la calculatrice ou à l'ordinateur, la simulation informatique et les méthodes de calcul informatisées sont ici très largement utilisées.

N°1 Physique appliquée à la conversion et à la distribution de l'énergie électrique

Sommaire du n°1 :

L'échange d'énergie dans les systèmes physiques et technologiques

Energie et systèmes

Régimes transitoires. Systèmes bouclés

L'énergie électromagnétique

Champs électromagnétiques et matériaux

Lois physiques de l'électromagnétisme

La distribution de l'énergie électrique

Régimes alternatifs sinusoïdaux

Circuits magnétiques en régime dynamique. Transformateurs

Technologie de la distribution

N°2 Electronique de puissance - Conversion électromagnétique - Régulation et asservissement

Sommaire du n°2

Electronique de puissance

La modulation de l'énergie électrique par l'électronique de puissance

Conversion électromécanique

Caractères généraux des convertisseurs électromécaniques électromagnétiques

Application aux moteurs à courant continu

Les convertisseurs synchrones et leurs commandes

La machine asynchrone triphasée et sa commande

Electrotechnique et automatique

Régulation et asservissement en électromécanique



Génie électrique

Gregor Häberle

Collection: DunodTech, Dunod

Véritables bases de données techniques, les ouvrages de la collection DUNODTECH ont été conçus avec l'objectif de rassembler dans un même livre tous les savoirs utiles d'un domaine technique (formules, tableaux de valeurs, schémas d'installation, abaques, conventions graphiques, unités et symboles, normes).

Ce volume couvre les domaines de l'électrotechnique et du génie électrique au sens large.

Contenu de l'ouvrage

- Rappels de mathématiques et de physique. Symboles et unités. Théorie des circuits et composants.
- Représentations graphiques. Schémas électriques. Mesures.
- Installations électriques. KNX. Câblage. Éclairage.
- Sécurité. Alimentation électrique. Transformateurs, générateurs et accumulateurs. Chauffage.
- Ordinateurs et interfaces. Réseaux et transmissions.
- Automatisation. Commande. Régulation.
- Matériaux conducteurs et isolants. Connexions.
- Fonctionnement de l'entreprise. Organisation du travail.



Aide-mémoire Electrotechnique

Pierre Mayé

Collection: Aide-Mémoire, Dunod/L'Usine Nouvelle

Cet aide-mémoire regroupe, de façon synthétique et illustrée, les principaux dispositifs utilisés en électrotechnique, leurs principes de fonctionnement, leurs conditions de mise en œuvre et le bilan des puissances. Après quelques brefs rappels d'électromagnétisme et d'électricité, il décrit les dispositifs suivants :

- les bobines et les transformateurs, monophasés puis triphasés ;
- les machines synchrones triphasées ;
- les machines asynchrones triphasées ;
- les machines à courant continu.

Cet ouvrage constitue un véritable outil de travail pour les ingénieurs et les techniciens en électrotechnique, ainsi que pour les étudiants du domaine.



Systèmes temps réel embarqués

Conception et implémentation

J. Hugues, S. Tucci, S. Gérard, Y. Ouhammou, ...

Collection: Technique et Ingénierie, Dunod/L'Usine Nouvelle

Cet ouvrage présente une méthodologie complète et opérationnelle de développement des systèmes temps réel de contrôle-commande. Il permet au lecteur de :

- connaître et mettre en oeuvre les méthodes de spécification et de conception ;
- définir et paramétrer l'environnement d'exécution des systèmes ;
- réaliser l'implémentation multitâche basée sur un noyau temps réel ;
- développer l'application en C, Ada ou LabVIEW .

L'ouvrage fait également le point sur les dernières avancées dans le domaine des systèmes temps réel multitâches. De nombreux exemples industriels sont traités, permettant de comprendre puis de mettre en oeuvre les principes de cette méthodologie de développement.

Ce livre s'adresse à tous les ingénieurs ou techniciens concepteurs d'applications temps réel de contrôle-commande de procédés industriels. Il est également destiné aux étudiants en informatique industrielle.



Régulation industrielle

Outils de modélisation, méthodes et architectures de commande

Ouvrage dirigé par : Emmanuel Godoy

Collection: Technique et Ingénierie, Dunod/L'Usine Nouvelle

Cet ouvrage présente les outils de modélisation et d'analyse, ainsi que les méthodes et les architectures de commande qui sont utilisés dans les systèmes de régulation :

La première partie introduit les outils mathématiques permettant de modéliser et d'analyser les signaux et les systèmes mis en jeu dans les chaînes de régulation.

La deuxième partie propose un ensemble de méthodes et de structures de commande.

La troisième partie, plus appliquée, aborde les éléments constitutifs d'une chaîne de régulation (convertisseurs, capteurs, etc.) et les matériels de contrôle-commande.

Cette deuxième édition s'enrichit de compléments sur l'analyse des systèmes non linéaires.

Un outil de travail pour les ingénieurs et les techniciens confrontés à des problèmes d'asservissement, de mesure et de régulation industrielle.

Contenu de l'ouvrage: Représentation des signaux et systèmes à temps continu et à temps discret. Méthodes et structures de commande. Modélisation de convertisseurs de l'électronique de puissance. Capteurs. Systèmes de contrôle commande. Méthodes de commande : comparaison et critères de choix.



Le comptage de l'énergie

Amélioration de la performance énergétique dans l'industrie

ADEME

Collection: Technique et Ingénierie, Dunod

Cet ouvrage propose une méthodologie et les éléments techniques nécessaires pour réussir une démarche de comptage de l'énergie dans l'entreprise, élément incontournable pour améliorer la performance énergétique, réduire la dépense énergétique, et au final, renforcer la compétitivité. Il permet :

- d'établir l'intérêt du comptage de l'énergie, notamment au regard de la norme NF EN ISO 50 001 sur le management de l'énergie ;
- d'obtenir les clés méthodologiques de mise en oeuvre, d'exploitation et de suivi d'un plan de comptage de l'énergie
- d'apprendre à mesurer les consommations d'énergie, avec les notions essentielles à connaître en métrologie ;
- de disposer d'un descriptif technique de la mesure des consommations selon les différents types d'énergie.

Cet ouvrage constitue un outil opérationnel indispensable pour les personnes en charge de l'énergie dans l'entreprise et une référence complémentaire pour les bureaux d'études spécialisés.



Projets créatifs avec Arduino

Bruno Affagard, Jean-Noël Lafargue, Jean-Michel Gérard

Editeur(s) : Pearson

Créez vos premiers programmes avec Arduino !

Si vous souhaitez réaliser vous-même des projets créatifs avec Arduino, cet ouvrage est fait pour vous ! Riche en conseils et astuces, il vous fera découvrir le microcontrôleur phare du mouvement des Makers, qui permet de réaliser ses propres inventions électroniques.

Particulièrement pédagogique et pratique, ce livre vous aidera dans vos projets de toutes sortes. Il vous permettra également de revoir les bases et l'histoire d'Arduino, de comprendre le matériel et ses principes de fonctionnement, grâce aux nombreuses explications qu'il contient. Vous apprendrez à utiliser divers capteurs et composants utiles au développement de vos projets.

Avec ce livre illustré, tirez le meilleur parti d'Arduino et réussissez vos créations !



Smart home

Habitat connecté, installations domotiques et multimédia

Méziane Boudellal

Collection : Technique et Ingénierie , Dunod

Smart home, l'habitat au service des occupants via des technologies domestiques, est une approche globale permettant un développement ou une extension de l'installation.

L'ouvrage décrit les principaux protocoles de communication. Les fonctions de l'habitat pilotées ou automatisées sont abordées par les différentes solutions disponibles. Les aspects annexes comme la sécurité informatique, les rayonnements électromagnétiques, la connectivité par Internet sont aussi traités. L'adaptation de l'habitat pour faciliter la vie quotidienne des personnes dépendantes est présentée.

Des exemples illustrent enfin les possibilités actuelles pour l'habitat individuel ou résidentiel, aussi applicables aux PME, au commerce...

Cet ouvrage permet de découvrir les différentes facettes du smart home pour se documenter, réaliser ou faire réaliser une installation. Il aidera les installateurs, promoteurs, architectes... à proposer la meilleure solution technologique. Il s'adresse enfin à tous ceux oeuvrant pour une efficacité énergétique, grâce à des outils de gestion des énergies.



Composants électrochimiques :

Électrolyseur, pile à combustible, supercondensateur, accumulateur

PÉRA Marie-Cécile, HISSEL Daniel, GUALOUS Hamid, TURPIN Christophe

Résumé de Composants électrochimiques :

Nos besoins en objets électriques nomades sont croissants, et ceci dans une gamme étendue de puissance, allant du téléphone portable au véhicule électrique. Cet ouvrage s'intéresse aux moyens de stockage communément utilisés dans des systèmes hybrides et s'appuie sur des principes de base de l'électrochimie accessibles avec un bagage minimal de culture scientifique. Composants électrochimiques décrit les éléments de la filière hydrogène aboutissant à la notion de « batterie air/hydrogène », les principaux types d'accumulateurs et les supercondensateurs. Agrémenté de nombreux exercices, ce livre est destiné à un public d'industriels et d'enseignants désirant acquérir les bases physiques et technologiques pour appréhender ces systèmes.

Véhicule électrique à faible consommation : eco-marathon (système pluri-technologique et embarqué)

Arnaud SIVERT, Franck BETIN

arnaud.sivert@iut.u-picardie.fr, franck.betin@iut.u-picardie.fr

U.P.J.V. Université de Picardie Jules Verne,

Institut Universitaire de Technologie de l'Aisne GEII, 02880 SOISSONS

Laboratoire des Technologies innovantes (L.T.I), équipe Énergie Électrique et Systèmes Associés (EESA)

Résumé : pour concevoir un véhicule électrique à faible consommation énergétique, un compromis difficile doit être trouvé entre la masse, le volume, la puissance, l'autonomie et le prix. Les véhicules présentés ici ont pu être imaginés grâce, notamment, aux nouveaux matériaux composites et batteries Li-po présents sur le marché. La forme du véhicule ainsi que les types de pneus, de motorisation et de commande sont des choix très importants à faire pour minimiser l'énergie consommée. Nous justifierons donc certains de ces choix. Après avoir réalisé un véhicule, il est nécessaire de caractériser ses performances pour pouvoir effectuer un bilan, des comparaisons et ainsi l'améliorer. Cet article présentera la caractérisation des principaux constituants d'un véhicule motorisé électrique puis une comparaison du coût de la consommation énergétique entre différents types de cycles motorisés électriques (vélo droit, tricycle caréné, Twizy) sera effectuée en prenant en compte l'obsolescence du véhicule. Enfin, les pistes d'exploitation pédagogiques de ce type de réalisation seront présentées.

1. Introduction

Les véhicules électriques à faible consommation énergétique entrent peu à peu dans notre vie quotidienne. Ces types de véhicules ont vu le jour lors des premières éditions du challenge Eco-Marathon [15] et répondent à la demande d'une minimisation des émissions de CO₂ dans l'atmosphère ainsi qu'à certains objectifs de la transition énergétique à venir [1, 2, 3]. Ces véhicules pluri-technologiques sont de très bons supports pédagogiques et les étudiants peuvent s'y investir notamment en projet de réalisation et bien comprendre les fonctionnements d'un moto-variateur, du système d'éclairage (optique, D.E.L), des batteries et de leurs charges, ...

Les triporteurs, les cycles-taxis, les vélos cargos et les tricycles entièrement carénés sont des véhicules d'actualité et ayant des masses comprises entre 50 à 150kg et des vitesses moyennes de 45km/h qui nécessitent donc une certaine puissance. Cependant, un compromis difficile doit être trouvé entre la masse, le volume, la puissance, l'autonomie, la technologie de batterie et le coût de ces solutions.

Ce document présentera comment caractériser :

- la puissance résistive d'un véhicule
- les dynamiques d'un véhicule
- le système de freinage et l'adhérence des pneus
- un moteur électrique
- une batterie (technologies, capacité énergétique)

- un dispositif de régénération avec freinage électrique

Ces caractérisations vont permettre d'optimiser le fonctionnement du véhicule avec pour objectif une consommation énergétique faible mais aussi de faire des choix de solutions techniques en fonction d'un cahier des charges. De plus, ces caractérisations permettront de vérifier les données constructeurs et la bonne homogénéité des choix effectués.

Une présentation de la commande du moteur sera effectuée avec l'objectif de minimiser la consommation énergétique dans le cadre d'un fonctionnement quotidien sur nos routes.

Enfin, une comparaison du coût de la consommation d'énergie entre différents types de véhicules électriques sera présentée en synthèse.

2. Caractérisation du véhicule

La détermination de la puissance résistive d'un véhicule permet de comparer les consommations énergétiques de différents types de véhicules et de faire des choix [22] entre différents types de pneus, de formes du véhicule, de motorisation ...

En effet, la force résistive dépend de nombreux paramètres (pneus, état surface de la route, surface de pénétration dans l'air, coefficient de traînée (turbulence de l'air), ...)

A partir de la forme du véhicule, certains logiciels estiment le modèle de la force résistive ou de la puissance résistive du véhicule. Puis, il faut faire des essais pour vérifier ces valeurs.

Mais, pour vérifier la caractérisation d'un véhicule en pratique, il y a un ensemble de questions auxquelles il faut répondre [4, 10] :

- quel modèle faut-il choisir ? (équation mathématique et résolution),
- quelle méthode utiliser pour connaître la puissance et la force résistive d'un véhicule ?
- quelles sont les instrumentations possibles ?
- quelle est l'influence des pentes sur la consommation ?
- comment faire le choix de la batterie en fonction de l'autonomie désirée ?

2.1. Modélisation du véhicule

La solution la plus précise consiste à envisager un modèle polynomial de $X^{\text{ème}}$ ordre, avec un ordre important.

Mais pour des raisons de simplicité, nous allons utiliser un modèle comprenant 2 inconnues, qui donne de bons résultats et qui permet de comprendre les bases de la force et de la puissance résistive.

Les forces résistantes d'un véhicule peuvent être décomposées par l'équation suivante :

$$F_{\text{résistante}}(N) = F_{\text{roulement}} + F_{\text{pente}} + F_{\text{air}} \quad (1)$$

$F_{\text{roulement}}$ est considérée comme une constante, provenant surtout des caractéristiques des pneus et qui a pour équation :

$$F_{\text{roulement}} = M \cdot g \cdot C_r / 3,6 \quad (2)$$

Avec C_r coefficient de roulement des pneus, M la masse du véhicule, g la constante de gravitation ($9,54 \text{ m/s}^2$).

La force aérodynamique et celle liée à la pente correspondent aux équations suivantes :

$$F_{\text{air}}(N) = k_{\text{air}} \cdot [V(m/s) + V_{\text{vent}}]^2 \\ = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot C_x \cdot (V + V_{\text{vent}})^2 \quad (3)$$

$$F_{\text{pente}}(N) = M \cdot g \cdot \text{pente}() \quad (4)$$

En régime établi de vitesse, la puissance résistive correspond à la force multipliée par la vitesse, donc aux équations suivantes:

$$P_{\text{résistante}}(W) = F_{\text{résistante}} \cdot V = k_{\text{air}} \cdot V^3 \\ + (k_{\text{roulement}} + k_{\text{pente}}) \cdot V(m/s) \quad (5)$$

Pour modéliser la puissance résistive d'un véhicule, il est plus simple d'utiliser la vitesse en km/h avec deux coefficients :

$$P_{\text{résistante}}(W) = k_{\text{aero}} \cdot Vit^3 + (k_{\text{roul}} + k_{\text{pente}}) \cdot Vit(km/h) \quad (6)$$

La relation entre les coefficients de la puissance et la vitesse en km/h sont les suivantes :

$$k_{\text{roulement}}(N) = k_{\text{roul}}(W/km/h) \cdot 3,6 \\ k_{\text{air}}(N/(m/s)^3) = k_{\text{aero}}(W/(km/h)^3) \cdot 3,6^3$$

La force résistive est l'image de l'énergie par la distance. En effet, la force peut être écrite sous la forme suivante :

$$Forcerésistante(N) = \frac{\text{puissance} \cdot \Delta \text{time}}{\text{vitesse} \cdot \Delta \text{time}} = \frac{\text{energie}}{\text{distance}} \quad (7)$$

Ainsi, la force résistive est l'indicateur de la consommation du véhicule aux rendements près de la motorisation électrique et de la transmission.

2.2. Détermination des coefficients du véhicule

A partir de l'équation fondamentale de la mécanique, la puissance résistive est égale aux équations suivantes :

$$P_{\text{résistive}}(W) = -M \cdot v \cdot \frac{dv}{dt} = -M \cdot v \cdot \frac{dd}{dt} \frac{dv}{dd} \quad (8)$$

$$\text{avec } v(m/s) = \frac{dd}{dt}$$

$$\text{donc } P_{\text{résistive}}(W) = -M \cdot v^2 \cdot \frac{dv}{dd} \quad (9)$$

A partir de l'équation (8), la vitesse doit être enregistrée en fonction du temps en roue libre sur une route plate de quelques kilomètres, sans vent, pour en déduire la puissance résistive. Le temps d'échantillonnage doit être au minimum de 1s.

Notre instrumentation pour la mesure de vitesse consiste en un odomètre (compte-tours de roue) suivi d'un filtrage numérique et d'un traitement dans un tableur (2 aimants sur la roue permettent d'avoir une meilleure précision de vitesse).

Les *smartphones* avec leur GPS intégré permettent de mesurer et d'enregistrer la vitesse (distance en fonction du temps). Mais les périodes d'échantillonnage et la précision des GPS sont généralement insuffisants. Cependant, il existe des compteurs de vélos qui, associés à des *smartphones*, permettent d'améliorer cette précision.

On peut observer sur la figure suivante la vitesse en fonction du temps, ainsi que la puissance résistive déterminée avec l'équation (8). Temps d'échantillonnage de notre instrumentation : 0,2s.

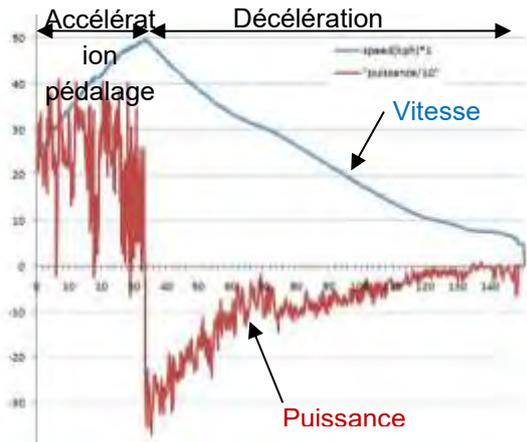


Fig. 1 : dynamique de décélération du « vélomobile Leiba »

A partir de cette méthode, plusieurs tests ont été réalisés sur différents types de nos véhicules pour en déterminer les performances. Sur la courbe suivante, la puissance résistive de ces véhicules est représentée en fonction de la vitesse.

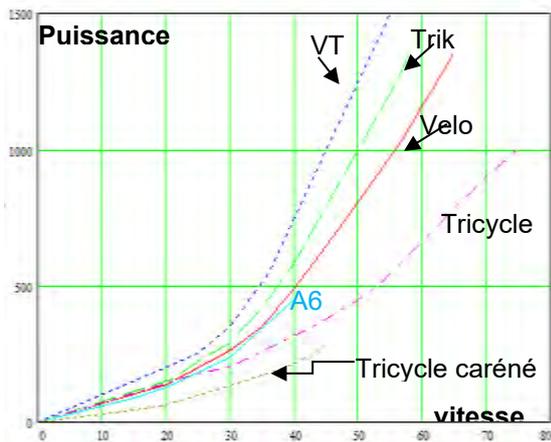


Fig. 2 : puissance demandée au moteur en fonction de la vitesse, sur du plat et sans pédalage

On peut observer sur la figure précédente que le coefficient aérodynamique commence à être prépondérant à partir de seulement 30 km/h. Avant, c'est le coefficient de roulement qui est prépondérant.

A partir de la figure 2, nous pouvons effectuer l'identification des coefficients selon les véhicules et les présenter dans le tableau suivant :

Tableau 1 : coefficient de cycles motorisés

Type de cycle	k_{aero} W/(km/h) ³	K_{roul} W/(km/h)
VTT	0,0066	7,3
Tricycle	0,0051	7,5
Vélo couché	0,004	5
Tricycle caréné	0,0018	5

Une autre méthode pour déterminer la puissance résistive consiste à mesurer la puissance absorbée d'une

motorisation électrique. Connaissant le rendement du moteur pour différentes puissances absorbées, la puissance résistive du véhicule peut ainsi être déterminée en fonction de la vitesse.

Pour confirmer la valeur du coefficient k_{roul} , une décélération en roue libre à 15km/h peut être effectuée car la puissance résistive aérodynamique est négligeable à cette vitesse.

Le coefficient Cr des pneus peut être déterminé par les 2 équations suivantes :

$$Cr(N / kg.g) \approx \frac{1}{2 \cdot Distance.g} \cdot \frac{Vit_{initiale}^2}{3,6^2} \quad (10)$$

$$= \frac{\Delta Vit}{\Delta t \cdot 3,6 \cdot g} \quad (11)$$

Mais, il faudra vérifier que la vitesse est bien linéaire et donc que la décélération reste constante comme on peut l'observer sur la figure suivante.

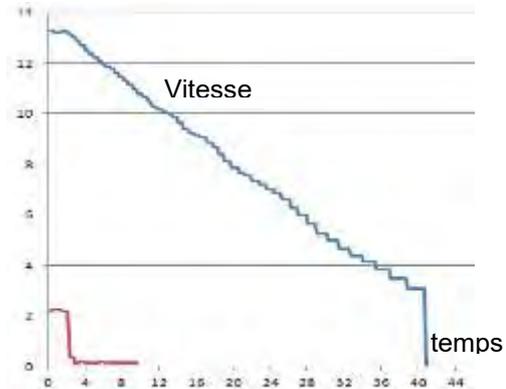


Fig. 3 : mesure de la vitesse en arrêt en roue libre (M=140kg), pneu marathon racer, Cr=0,007

Ce coefficient Cr va dépendre de la largeur du pneu, du type de gomme, du dessin, du gonflage...

Il existe des pneus carrés avec flan dur pour les tricycles qui consomment moins d'énergie que des pneus ronds qui s'écrasent et qui génèrent donc plus de pertes (les tricycles ne se penchent pas dans les virages comme un bicycle). Il existe aussi des pneus radiaux très durs, mais leur tenue de route est faible et ces pneus ne permettent pas de bons freinages.

En général, plus un pneu est large et plus sa bande de roulement est importante donc plus il consomme.

On déduit des équations (2) et (4) que plus un véhicule est léger et moins il consommera. Mais pour faire une comparaison objective, le nombre de passagers doit être pris en compte comme sur la figure suivante.

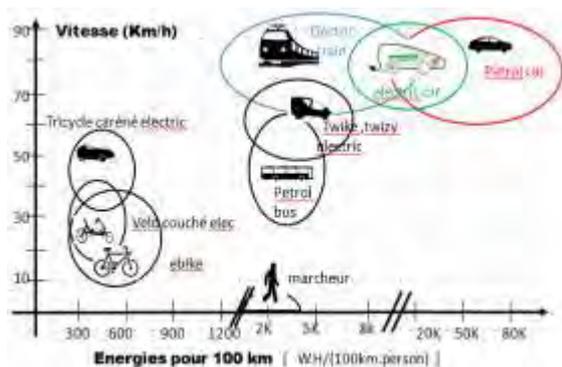


Fig. 4 : vitesse moyenne en fonction de la consommation énergétique par personne pour 100km [1, 9]

La figure précédente permet de démontrer que seuls les véhicules légers permettent une faible consommation énergétique. Par conséquent, le tricycle caréné (appelé aussi vélo-mobile) permet une consommation énergétique faible avec des vitesses honorables malgré une carrosserie de 20kg. Ce carénage permet de minimiser le coefficient k_{aero} et de s'affranchir des mauvaises conditions météorologiques. La puissance de pédalage humaine (100W à 200W) est utilisée en addition du moteur électrique pour consommer moins d'énergie électrique et avoir une activité physique. Mais les 20kg du carénage augmentent aussi la consommation dans les côtes.

2.3. Consommation en fonction des pentes

Réalisée à partir de l'équation (4), la figure suivante permet de comparer la puissance demandée en fonction de la vitesse pour un vélo électrique droit de 120kg (cycliste de 80kg + bagages) et pour un vélo-mobile qui a une masse supplémentaire de 20kg à cause de son carénage. La différence de consommation est très importante sur du plat, mais identique pour une pente de 5%.

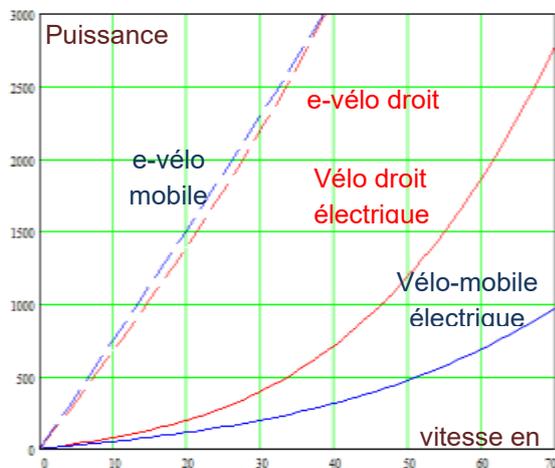


Fig. 5 : puissance moteur en fonction de la vitesse et de la pente pour vélo droit et vélomobile.

Sur du plat et sans pédalage, le vélo-mobile a une consommation de 285W.h pour 100km, à une vitesse moyenne de 35km/h. Cette consommation correspond à 3157km pour l'équivalent d'un litre d'essence. Mais avec l'utilisation dans notre région et avec apport par pédalage, la consommation passe à 540 W.h pour 100km. Il y a presque un facteur 2 [tableau 2] entre les conditions favorables (plat, sans vent, faible accélération) et l'utilisation quotidienne. Ce facteur se retrouve aussi pour une vitesse moyenne de 50 km/h.

Tableau 2 : consommation en fonction de la route

Type de cycle/ type de parcours	Divers	Plat	Divers	Plat
Vitesse moy (km/h)	35	35	50	50
Vélo couché (Wh/100km)	800	570	1700	1200
Vélo-mobile (Wh/100km)	540	285	900	560

La différence d'autonomie obtenue entre un parcours plat et la route quotidienne est due essentiellement aux accélérations mais surtout aux montées. Ceci dit, la consommation énergétique d'un vélo-mobile reste très faible par rapport à celle d'un scooter thermique qui demande lui 45kWh/100km à 50km/h.

Connaissant la consommation, la capacité énergétique de la batterie peut être déterminée.

2.4. Choix de la batterie en fonction de l'autonomie désirée

Une autonomie de 200 km permet des étapes journalières raisonnables. On déduit des consommations précédentes qu'une batterie de 1440W.h est donc nécessaire à 40km/h de vitesse moyenne. Un bon compromis pour l'accumulateur ainsi que pour les transistors du contrôleur consiste à choisir une tension de 72V, soit une capacité énergétique de 20Ah. D'ailleurs tous nos cycles, voir la figure 6, présentent environ cette capacité énergétique et cette tension.



Fig. 6 : différentes réalisations de véhicules électriques (gauche à droite) : vélo couché, tricycle, karting, vélo mobile.

De plus, il est déconseillé de décharger entièrement une batterie au lithium pour ne pas diminuer sa durée de vie. Ainsi, une réserve de 20% de capacité énergétique est conseillée ce qui diminue l'autonomie dans la même proportion.

La vitesse de pointe permet aux tricycles carénés d'atteindre 75 km/h sur du plat avec l'électrification et 90km/h dans certaines descentes.

A cette vitesse, il faut des freins et des pneus qui permettent une distance d'arrêt relativement courte.

Mais comment caractériser le freinage ?

3. Caractérisation du freinage et adhérence des pneus

Les normes routières préconisent une décélération de 4,5 m/s² ce qui permet à tous les véhicules d'avoir une distance d'arrêt identique malgré une masse différente.

L'effort de freinage peut être déterminé par l'équation fondamentale de la mécanique sachant que la force résistive est négligeable. Sur la figure suivante, on peut observer la décélération avec un freinage d'urgence qui permet de déterminer la force de freinage et la décélération.

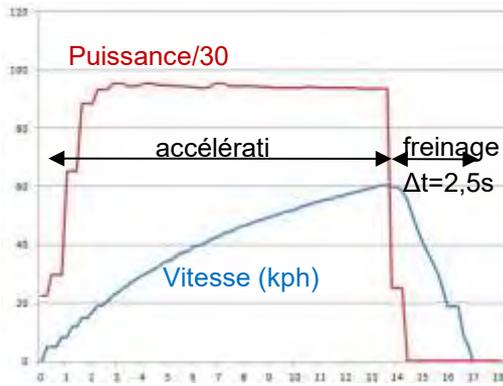


Fig. 7 : puissance et vitesse en fonction du temps avec freinage d'urgence (Force frein=900N, M=140kg)

A partir de la figure précédente, la force de freinage peut être déterminée avec l'équation suivante :

$$t_{arrêt} = Vit_{initiale} \cdot M / (3,6 \cdot F_{frein}) \tag{12}$$

Sinon, grâce à la distance d'arrêt et à partir de l'équation suivante, la force de freinage peut être aussi caractérisée :

$$Distance \approx \frac{Masse}{2 \cdot F_{frein}} \cdot \frac{Vit_{initiale}^2}{3,6^2} \tag{13}$$

$$= \frac{Vit_{initiale} \cdot t_{arrêt}}{3,6 \cdot 2} \tag{14}$$

L'adhérence des pneus sur la route est un élément crucial pour le freinage.

Il n'est pas évident de déterminer pour quelle décélération le pneu va glisser et ne plus accrocher la route.

Pour connaître l'adhérence des pneus, il est possible de bloquer les freins et tirer avec un peson ou un dynamomètre le véhicule pour connaître la force résistante des pneus (en fonction du type de gomme, de l'état de surface de la route, ...).

Il existe des pneus avec une forme triangulaire dont la bande roulement sera faible lors du roulage, mais lorsqu'il y a freinage le pneu va s'écraser pour augmenter son état de surface et avoir une bonne adhérence.

Par conséquent, pour les pneus, il y a un choix cornélien à faire entre coefficient de roulement et adhérence au freinage sur route sèche et humide. Mais les constructeurs de pneus fournissent peu d'informations techniques malheureusement.

Remarque : le freinage d'urgence (blocage de la roue) et la glissade qui s'ensuit entraînent souvent un « plat » sur le pneu qui détruit celui-ci [14].

Maintenant que le véhicule est caractérisé, nous allons pouvoir caractériser la motorisation électrique ainsi que sa commande.

4. Les moteurs pour les cycles motorisés

Pour gagner de la place et simplifier la transmission mécanique, les moteurs pour cycles motorisés sont de types *brushless outrunner* faisant office de roue et ayant une vitesse de rotation d'environ 600 tr/min. Ils ont donc un nombre de paires de pôles important (16 à 24). Le choix du nombre de paires de pôles permet d'avoir plus de couple ou de vitesse pour une même puissance nominale. Il existe de nombreuses motorisations sur le marché mais comment en choisir une ?

Pour cela, il faut répondre aux questions suivantes :

- **quelle doit être la puissance du moteur en fonction de l'accélération désirée ?**

Tableau 3 : comparaison de différents types de batteries

Type de source	Résist à 25°C	Prix / élément	Poids /élément	Kg / 1000 W.h	cm3 / 1000 W.h	€ / 1000 W.h	€ / A.h	IP méca
Lifer A123 20 A.h	0,0033	25 €	0,5 kg	7,5	4076	300	1,25	faible
Lifer Sinopoly 17A.h	0,00735	32 €	0,75 kg	11,1	8075		1,88	Excellent
Lifer Headway 40152 15A.h	0,004	29 €	0,48	9,6	6202	580	1,93	Excellent
Lipo 20 Ah	0,001	50 €	0,4	5,2	3030		2,5	faible
Lipo Zippy 16A.h	0,002	35 €	0,415	6,5	2531	540	2,18	Moyen
Panneau Solaire (1)		2000 €	6kg	4	5936	1333		moyen

- est-ce que la batterie acceptera le taux de décharge lors des accélérations et des fortes pentes ?
- quelle est la tension nécessaire pour avoir la vitesse désirée ?
- quel sera le meilleur rendement du moteur en fonction de la vitesse et de la pente ?
- quel sera l'échauffement du moteur ?
- quelle commande permettra au moteur de consommer le moins d'énergie ?
- comment interpréter les possibilités du véhicule en fonction de la vitesse, de la pente, de la limitation de puissance du moteur ?

4.1. Le choix de la puissance du moteur

La puissance du moteur doit permettre l'entraînement du véhicule sur du plat mais aussi sur une pente de 10% à une vitesse de 45km/h. Toujours afin de pouvoir s'intégrer dans la circulation routière, le moteur doit permettre une accélération de 3m/s^2 environ, la même qu'une voiture.

Par conséquent, à partir des équations (8) et (6), la puissance demandée doit être au minimum de 3kW pour une masse de 140kg.

La vitesse maximale du véhicule va dépendre du coefficient k_v (V/rad/s - constante de vitesse du moteur), donc de la tension de la batterie U_{vatt} mais aussi du rayon de la roue correspondant à l'équation suivante :

$$\text{Vitesse}(km/h) = \left[\frac{U_{\text{batt}} - R_m \cdot I_m}{k_v} \right] \cdot \text{rayon}_{\text{roue}} \cdot 3,6 \quad (15)$$

La résistance R_m et le courant I_m du moteur peuvent être négligés dans un premier temps.

**Mais quelle technologie de batterie choisir ?
Quelle devra être sa tension et le nombre d'éléments la composant ?**

4.2. Technologies, taux de charge, nombre d'éléments de batterie

Les batteries Lipo ont des capacités énergétiques volumique et massique relativement grandes. Les batteries Lifer sont un peu plus lourdes que les Lipo mais elles sont moins chères et moins sensibles aux chocs et vibrations. Cependant, il faudra quelques éléments supplémentaires en Lifer par rapport aux Lipo pour obtenir la tension désirée. En effet, la tension de seuil est légèrement différente entre les Lifer (3,3V) et les Lipo (3,8V). Par ailleurs, certains éléments ont un indice de protection (IP) plus faible que d'autres mais sont plus légers, comme on peut le voir dans le tableau suivant :

(1) $1,5\text{m}^2$ panneau solaire $P_{\text{stc}} = 300\text{W}$ 1500W.h par jour

Le taux de charge de tous les éléments est de 1C donc la charge peut s'effectuer en 1 heure. Le taux de décharge doit être inférieur à 3C pour avoir une fiabilité correcte des batteries.

Or, pour une puissance de 3kW, avec une tension de 48V, le taux de décharge est juste de 3C. Par conséquent, il est préférable d'utiliser une tension de 72V. Les BMS (*battery management system*) sont réalisés pour un multiple de 6 à 7 éléments, il y aura donc un circuit imprimé supplémentaire par rapport à une batterie de 48V.

La capacité énergétique de la batterie est déterminée par le constructeur pour un taux de décharge de 1C en général. Par conséquent, pour un taux de décharge plus important, la capacité énergétique sera légèrement plus faible.

Pour caractériser une batterie Lifer, il faut la charger à 100% et la décharger jusqu'à 2.8V/élément pour connaître sa capacité énergétique. En effet, la tension d'un élément Lifer sans charge est d'environ à 3.3V quel que soit son taux de décharge. Pour connaître la résistance interne de l'élément, il est possible d'utiliser l'équation suivante $R = \Delta U / \Delta I$. Cette résistance provoque une très légère chute de tension lorsque la batterie est en décharge. Sur la figure suivante, on peut observer la tension d'un élément Lifer pour un courant de 15A.

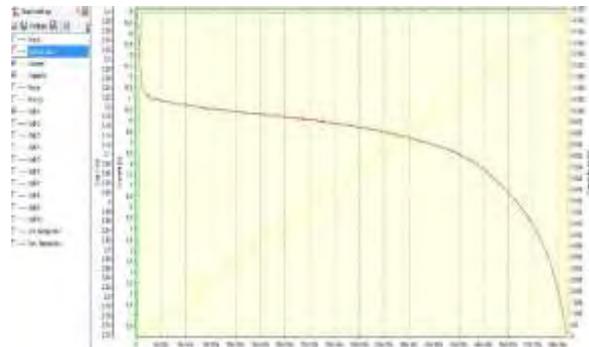


Fig. 8 : tension de décharge d'un élément Lifer de 15Ah avec un courant de 15A (test de la capacité énergétique) [13].

Un moto-variateur de type « roue de vélo » et de puissance 3kW pèse environ 7kg pour un budget de 500€. La version 6,5kW passe à 9kg pour un budget de 1100€.

Maintenant, il faut choisir le moteur en fonction de la vitesse désirée.

4.3. Le choix de la caractéristique du moteur

En fonction du bobinage, la valeur de constante k_v du moteur sera différente. Il existe des moteurs dits « speed » qui ont un coefficient k_v plus grand qu'un moteur dit « couple ». En effet, la relation des

puissances électrique et mécanique correspond aux équations suivantes :

$$P_{meca} = C \cdot \omega = k_v \cdot (I_m - I_0) \left[\frac{U_{batt} \cdot \alpha - R_m \cdot I_m}{k_v} \right] \quad (16)$$

Avec

$C = k_v \cdot (I_m - I_0)$: le couple

I_0 : intensité sans charge.

α correspond à la variation de la position de la poignée d'accélération (0 à 100%), qui permet de faire varier la vitesse (via une modulation de largeur d'impulsions, MLI).

Des moteurs équipés d'un réducteur à engrenages permettent d'avoir encore plus de couple mais une vitesse plus faible.

Très peu de constructeurs fournissent la résistance équivalente de leur moteurs *DC brushless*, ni le coefficient k_v . Mais à partir de quelques mesures, la caractérisation du moteur peut être effectuée.

4.4. Caractérisation du moteur roue

Les performances d'un moteur sont données en général par l'intermédiaire d'un graphique qui représente sa vitesse, sa puissance absorbée, son courant en fonction de son couple ou de sa puissance utile mécanique.

Pour connaître k_v et R_m , un essai à vide et l'autre en charge avec $\alpha=100\%$ doit être effectué. A partir de ces deux essais, les coefficients sont déterminés par les 2 équations suivantes :

$$K_v = 3,6 \cdot \text{rayon}_{roue} \cdot U_{batt} \cdot \frac{(I_1 - I_0)}{(I_1 \cdot V_0 - I_0 \cdot V_1)} \quad V(\text{km/h}) \quad (17)$$

$$R_m = \frac{\Delta V}{\Delta I} \cdot k_v = U_{batt} \cdot \frac{(V_0 - V_1)}{(I_1 \cdot V_0 - I_0 \cdot V_1)} \quad (18)$$

I_0 et V_0 : respectivement courant moteur et vitesse moteur sans charge. I_1 et V_1 : en charge.

En charge, le choix de la position de la poignée d'accélération est souvent de 100% car, dans ce cas, le courant équivalent moteur est égal au courant batterie.

Sur la figure 9, le moteur est un *Crystalyte HS3540* [12] dont les performances sont fournies par le constructeur sous 36V avec une résistance de $0,31\Omega$ et un coefficient k_v de $0,93V/(\text{rad/s})$. Grâce à ces 2 coefficients, les performances du moteur peuvent être présentées pour un grand nombre de tensions en fonction de la position de la poignée d'accélération.

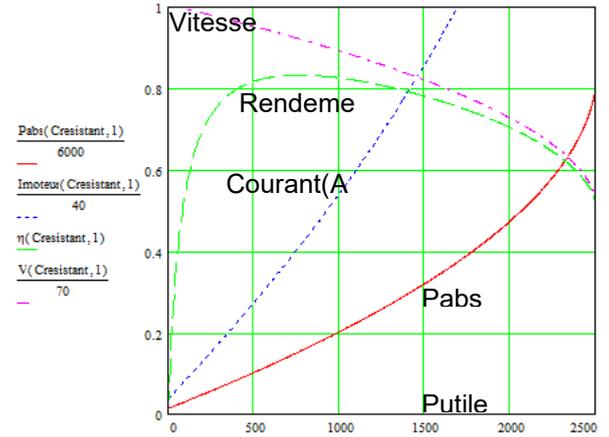


Fig. 9 : performances du moteur Crystalyte HS3540 sous 60V avec une poignée d'accélération en position 100% en théorie [13] (puissance absorbée, courant moteur, rendement, vitesse)

Les courbes précédentes permettent de remarquer que plus la puissance utile est importante, plus le courant moteur est important et donc plus la puissance absorbée augmente (mais de façon parabolique à cause des pertes cuivre (19)). Par conséquent, le rendement est correct pour une plage de puissance utile allant 250W de 1500W.

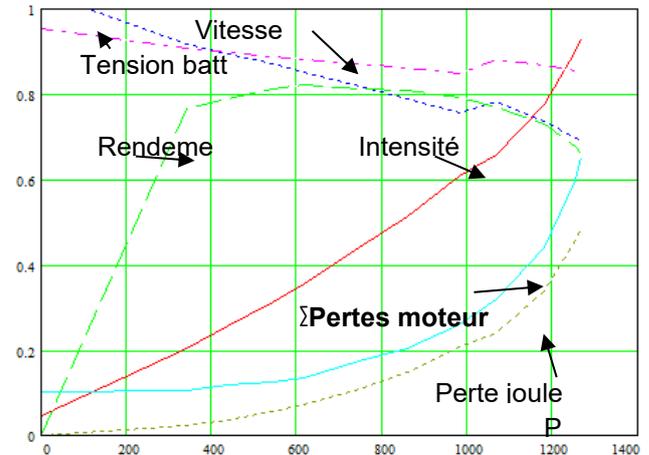


Fig. 10 : performance du moteur Crystalyte de HS3540 avec chute de tension de la batterie 60V (une poignée d'accélération à 100%) en pratique sur banc de test.

On peut remarquer qu'avec une tension deux fois plus importante la vitesse de rotation et la puissance utile du moteur seront multipliées par deux. Le vernis dont est imprégné le bobinage garantissant une isolation jusqu'à 150V, ce n'est donc pas un problème. L'échauffement dans les bobinages sera pratiquement le même puisque le courant moteur nominal est identique. En effet, les pertes fer sont très faibles par rapport aux pertes joules. Ces pertes sont modélisées par les équations suivantes :

$$Pertes_{\text{échauffement}} = P_{\text{cuivre}} + P_{\text{fer}} = R_m \cdot I^2 + (U_{batt} \cdot \alpha)^2 / R_{\text{fer}} \quad (19)$$

Mais, avec une tension et une vitesse multipliées par deux, la puissance absorbée par le véhicule sera bien plus importante donc l'échauffement du moteur va fortement augmenter. Or, la modélisation thermique est rarement donnée par le constructeur. Si elle l'était nous pourrions alors répondre à un certain nombre de questions :

- **combien de temps le bobinage peut-il supporter ces pertes sachant que la température maximale du vernis appliqué sur le fil du cuivre est d'environ 110°C ?**
- **pour un fonctionnement cyclique, quelle accélération peut subir le moteur sans atteindre une limite thermique ?**

4.5. Modélisation thermique d'un moteur roue

Un modèle thermique simple composé d'une résistance ($^{\circ}\text{C}/\text{Watt}$) et d'une capacité thermique (Joule/ $^{\circ}\text{C}$) sera utilisé pour le moteur roue :

$$Perte_{\text{échauffement}} = C_{TH} \cdot \frac{d\Theta}{dt} + \frac{1}{R_{TH}} \cdot \Theta \quad (20)$$

avec $\tau(s) = R_{TH} \cdot C_{TH}$

La dynamique de la température est donnée par l'équation (21) suivante :

$$\Theta(^{\circ}\text{C}) = \Theta_{\text{amb}} + P_{\text{echau}} \cdot R_{TH} + ((\Theta_{\text{initiale}} - \Theta_{\text{amb}}) - P_{\text{echau}} \cdot R_{TH}) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (21)$$

Pour connaître, les valeurs de la résistance et de la capacité thermique, la température est relevée en fonction du temps pour une puissance absorbée du moteur constante, comme on peut l'observer sur la figure suivante :

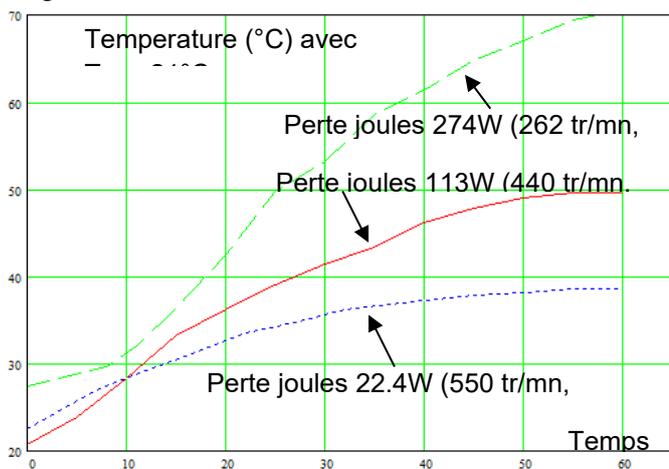


Fig. 11 : étude de l'échauffement moteur HS3540 pour une tension batterie de 60V grâce à un banc de moteur [13]

Les pertes fer sont de 34W sous 60V ce qui correspond à une résistance fer équivalente de 80Ω . A

partir de l'équation (21) et des essais de la figure 11, on détermine une résistance thermique d'environ $0,22^{\circ}\text{C}/\text{W}$ (pour une plage de vitesse de 100 à 600 tr/mn) et une capacité thermique de 4900 Joule/ $^{\circ}\text{C}$, pour une constante de temps thermique de 18 minutes.

Ces résultats permettent d'estimer le temps maximal de fonctionnement du moteur avant le sur-échauffement pour une pente donnée.

Pour protéger thermiquement le moteur et le variateur, des capteurs de température doivent être implantés. S'il est facile de mettre en œuvre un capteur sur le dissipateur thermique des transistors de l'onduleur du variateur, rajouter les deux fils d'un capteur allant à l'intérieur du moteur est plus délicat. En effet, le diamètre du moyeu du moteur roue est de 14mm, or trois fils de 2.5mm doivent y passer pour la puissance, ainsi que les cinq fils permettant le raccordement des capteurs à effet hall. Notons ici que sur les moteurs de forte puissance, la commande sans capteurs est plus utilisée ce qui évite ces cinq liaisons.

Maintenant que la modélisation et le choix du moteur sont effectués, nous allons voir **quelle est la commande la plus appropriée pour le pilotage de ces moteurs ?** [5, 6, 7, 8].

4.6. Variateur pour moteur DC brushless

Ce variateur doit convertir la tension continue issue de la batterie en trois tensions alternatives triphasées et ce, par l'intermédiaire d'un onduleur de tension avec ou sans capteurs. La vitesse de rotation du moteur évoluera selon la fréquence des tensions appliquées aux enroulements. Mais ce variateur doit aussi limiter le courant absorbé par le moteur dans les phases d'accélération. Cette limitation permet de protéger le moteur mais aussi les transistors de puissance et de respecter le taux de décharge de la batterie.

Cette limitation du courant peut être effectuée par le variateur grâce à la modulation de largeur d'impulsions mise en œuvre en :

- saturant le courant moteur : commande à « couple constant »,
- saturant le courant batterie : commande à « puissance constante ».

En commande à couple constant sur une route plate, il est possible d'alimenter en tout ou rien le moteur afin d'avoir le meilleur rendement et de minimiser la consommation. En effet, lorsque la vitesse désirée est atteinte l'alimentation est coupée et le véhicule continu d'avancer en roue libre.

En phase d'accélération rapide, le courant de limitation est 2 à 3 fois supérieur au courant nominal du moteur. Cependant, ce courant ne dure pas longtemps, il n'est donc pas préjudiciable thermiquement. Dans le

cas de pentes importantes, le courant moteur pourra atteindre des valeurs supérieures à celles admissibles par le moteur. Dans ce dernier cas, le pilote devra limiter la puissance du moteur et donc minimiser sa vitesse en fonction de la pente de la route. Par conséquent, une limitation du courant batterie et donc un fonctionnement du moteur à puissance constante est préférable. Cette commande permet de ne pas dépasser le taux de décharge de la batterie. Mais cette commande provoque des courants moteurs importants pour les vitesses de fonctionnement faibles.

En effet, l'expression du courant moteur en fonction de la modulation est donné par :

$$I_m = I_{batt} / \alpha \tag{22}$$

Par conséquent, il y aura plus de pertes par effet joule pour les faibles valeurs de la position de la poignée d'accélération.

Plusieurs simulateurs de motorisation pour cycles ont été créés et sont disponibles en ligne afin d'aider le concepteur à faire le choix judicieux et de permettre la compréhension du pilotage d'un moto-variateur pour cycles électriques.

4.7. Simulateur de moteur DC brushless

Pour bien interpréter les possibilités du véhicule en fonction de la vitesse, de la pente, de la limitation de puissance du moteur, du rendement, on utilisera un exemple de simulateur de commande de moteur réalisé sur *ebike.ca* [4].

Il faut entrer le type de moteur, la tension batterie, les coefficients issus de la modélisation du véhicule, la limitation du courant batterie (les contrôleurs proposés sont tous à puissance constante). Puis, les courbes de la puissance résistive et de la puissance moteur s'affichent en fonction de la vitesse. L'intersection de ces 2 courbes représente donc la vitesse en régime établi du véhicule. Le rendement et le couple en fonction de la vitesse sont aussi tracés. Le point de fonctionnement, les pertes moteurs, la consommation en W.h/km, l'autonomie sont également fournis comme on peut l'observer sur la figure suivante.

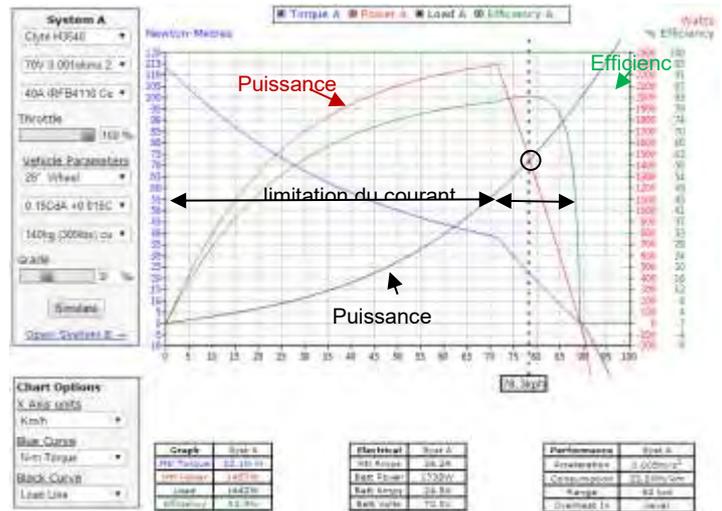


Fig. 12 : simulation de fonctionnement du moteur Crystalve HS3540 sous 70V pour le velomobile Leiba [13] (140kg, 0.15Cda...)

Ce simulateur ne prend pas en compte l'action de pédalage qui peut être ajoutée (ajout d'une pente négative). Avec ce simulateur, il est donc possible de faire des choix en fonction d'un cahier des charges donné et de répondre à certaines questions telles que :

- quelle est la consommation du moteur électrique en fonction de la pente, de la vitesse (donc de la position de la poignée d'accélération), de la masse, etc. ?
- y-a-t-il un optimum de consommation en fonction de la vitesse ?

On peut observer sur la figure suivante la consommation du moteur en fonction de la pente et en fonction de la vitesse avec une assistance au pédalage de 150W. On remarquera que, sur du plat, plus la vitesse est importante et plus il y a une consommation importante.

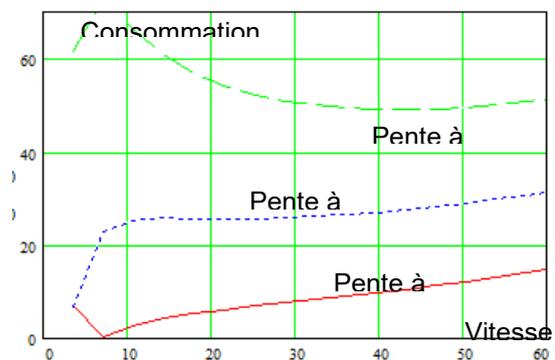


Fig. 13 : simulation de fonctionnement du moteur Crystalve HS3540 pour le vélomobile Leiba [1, 13]

Par contre, pour une pente de 6%, il y a un point d'inflexion minimum de la consommation à 40km/h. Le moteur demande beaucoup de puissance à 40 km/h mais

il se refroidit mieux qu'à 20 km/h et son rendement est meilleur.

Ce simulateur permet également d'étudier la régénération électrique (freinage électrique) en fonction d'une descente et de la position de la poignée d'accélération. Mais comment est commandé le variateur lors de la régénération du variateur ?

4.8. Freinage électrique (régénération)

L'onduleur de tension du variateur qui alimente le moteur est naturellement régénérateur dès que la tension du moteur devient supérieure à celle de la batterie. Par conséquent, lorsque le moteur a une vitesse de rotation supérieure à la vitesse de rotation du moteur sans charge (à vide), alors la tension moteur devient supérieure à la tension batterie : il y aura une régénération dite « naturelle ». Cependant ce courant de régénération naturelle n'est pas contrôlé. Ce courant est seulement limité par les résistances du moteur et de la batterie. Ce courant peut donc être important dans certaines descentes et préjudiciable à la batterie dont le taux de charge n'est que de 1C. Avec cette courbe de régénération naturelle, les résistances moteur et batterie peuvent être retrouvées par l'équation suivante :

$$R_B + R_m = \left[\left(\frac{k_v \cdot N \cdot 2 \cdot \pi}{60} - U_{diode} \right) - U_{batt} \right] / I_{batt} \quad (23)$$

A l'aide d'une commande par boutons poussoirs, le variateur peut imposer une puissance négative au niveau du moteur, donc imposer une force résistive négative. Cette force de freinage électrique est choisie constante pour avoir une décélération constante, donc une puissance proportionnelle à la vitesse, comme on peut l'observer sur la figure suivante :

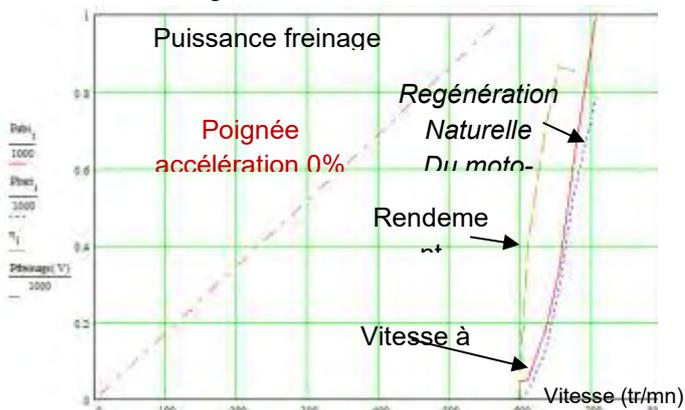


Fig. 14 : puissance de régénération en fonction de la vitesse 50N en freinage électrique classique et en régénération naturelle ($R_B + R_m = 0,4 \Omega$) provoquant une force de freinage 300 Newtons.

On observe que la puissance régénérée peut devenir très importante. **Mais est-ce que cette puissance peut**

être récupérée par la batterie (Cf. taux de charge de la batterie) ?

Avec la régénération, un « BMS coupe circuit » est obligatoire car il ouvre le circuit batterie si un des éléments voit sa tension de seuil dépassée. La décélération avec régénération provoque un échauffement supplémentaire au niveau du moto-variateur qu'il faut rajouter à celui de l'accélération s'ils sont nombreux et persistants. Sur la figure précédente, la puissance de freinage ne dépasse pas 1000W ce qui provoque un courant de récupération de 16,6A donc admissible par une batterie de 20A.h. Il faut une pente de -14% pour atteindre le courant de charge limite de 20A.

Mais quelle est la dynamique (décélération et accélération) du véhicule en régime de puissance constante et quel est l'échauffement généré ?

4.9. Dynamique du véhicule

Pour connaître la dynamique d'un véhicule, il suffit de relever l'évolution de sa vitesse en fonction du temps. A puissance constante, la force résistante est non linéaire. Seule la simulation du modèle complet du véhicule permet de déterminer cette dynamique qui sera validée par un essai que l'on peut observer sur les figures 15 et n°7.

La dynamique en vitesse peut être modélisée par une équation différentielle du premier ordre afin d'effectuer des comparaisons :

$$vitesse(t) = vitesse_{finale} + (Vitesse_{initiale} - Vitesse_{finale}) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (24)$$

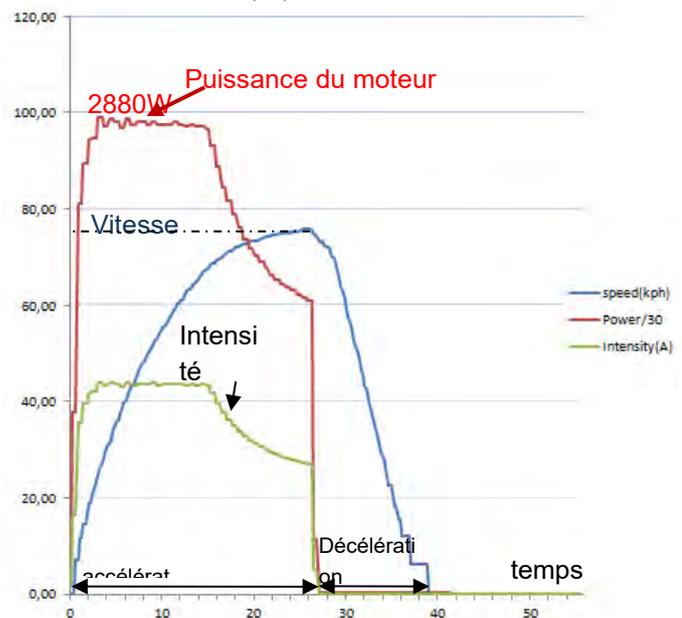


Fig. 15 : dynamique pratique de la vitesse du vélo mobile (sur du plat, sans pédaler) avec $M=140\text{kg}$, tension batterie 72V, limitation du courant à 40A

On peut observer que lors d'un démarrage, le courant batterie est limité à 40A pendant 16s. A partir de l'équation (21), on détermine une augmentation de la température du moteur de seulement 1,7°C. Puis la puissance résistive sera de 1000W à 75km/h sur du plat et la température du moteur atteindra 45°C.

Maintenant, que nous avons analysé la dynamique du véhicule et les caractéristiques de la commande de sa motorisation, nous allons étudier la consommation et le coût de nos cycles motorisés

5. Test de consommation du véhicule sur circuit

Pour tester les performances d'un véhicule, un profil de déplacement peut être défini sur un circuit pour qu'il soit reproductible [17]. En effet, l'objectif est de tester en conditions réelles plusieurs véhicules et de déterminer leurs performances afin de les améliorer.

La tenue de route dans les virages, l'ergonomie du pilotage, la répartition des masses, l'amortissement de la route sont aussi des critères importants entrant en jeu dans la conception d'un véhicule. Une erreur de parallélisme de quelques degrés peut entraîner une surconsommation de 30% !

Le circuit présenté ici est celui du concours *Solar Cup 2014* [16] se déroulant à Chartres. Sa longueur est de 1,6km et son dénivelé de 11m.

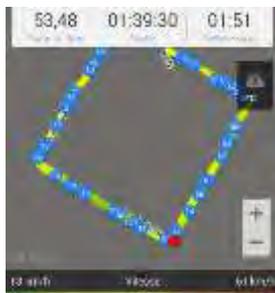


Fig. 16 : circuit de la *Solar Cup 2014* sur *smartphone* avec :

- mesure de la vitesse et de l'altitude toutes les 1s (4 virages à angles droit) [13, 16] ;
- détermination de la distance et de la vitesse moyenne ;
- estimation de la consommation, du cumul de dénivelé et des performances du véhicule.

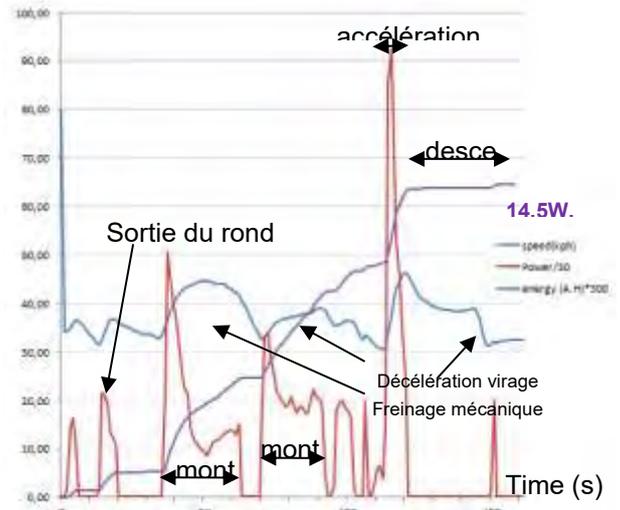


Fig. 17 : puissance, vitesse et énergie en fonction du temps (sans pédalage pour un tour de 1.6km)

On déduit des tracés précédents la consommation énergétique du véhicule qui est de 14,5W.h (9W.h/km) pour une vitesse moyenne sur un tour de 40km/h sans pédalage. A l'aide du tableau 2, on déduit la puissance absorbée à 40 km/h qui est de 315 W (7,87W.h/km) : il y a donc une différence entre la consommation sur du plat et une utilisation sur ce circuit.

Avec l'action de pédalage sur ce circuit, la consommation diminue à 10W.h (6,25W.h/km). La vitesse, la puissance absorbée, la consommation et l'altitude sont mesurées en temps réel et enregistrées avec une instrumentation spécifique mais avec un *smartphone* il est possible de récupérer ces données à partir de fichier .CSV (vitesse et altitude en fonction du temps) et d'estimer la puissance utile d'un véhicule pour connaître ses performances.

De plus, une estimation de la consommation peut être effectuée pour un parcours donné et ce, à partir de logiciels qui déterminent le dénivelé positif, la distance, ... Citons « Openrunner », « Google maps » en mode cycliste, etc.

En effet, la consommation énergétique en W.h peut être déterminée par l'équation (25) suivante :

$$E = [(P_{résistive}(V_{moy}) - P_{humain}) \cdot \frac{(distance - D^-) \cdot 3,6}{V_{moy}} + M \cdot g \cdot D^+] / 3600$$

Avec :

- V_{moy} : la vitesse moyenne en km/h,
- D^+ : la valeur du dénivelé positif en m,
- Distance : la distance parcourue en m,
- $P_{résistive}$: la puissance résistive au rendement près du moteur (Cf. figure 2). D'ailleurs, la courbe de la puissance absorbée du moteur en fonction de la vitesse est plutôt utilisée.

La régénération de certains types de variateurs dans les descentes et le pédalage dans les descentes ne sont pas prises en compte dans cette équation très simpliste mais qui donne de très bons résultats.

Sur un circuit en boucle comme celui de la *Solar Cup*, la question qui se pose est :

Quelle est la vitesse moyenne que l'on doit choisir pour parcourir la plus grande distance en un temps donné et avec une capacité énergétique de batterie donnée ? [13]

La première réponse consiste à mesurer la consommation sur un tour du circuit pour différentes vitesses. On en déduit le nombre de tours possibles pour la valeur énergétique donnée de la batterie. Par conséquent, la vitesse moyenne peut être déterminée en fonction de l'équation suivante :

$$V_{moy}(km/h) = \frac{Energie_{batterie}}{Energie_{1\ tour}} \cdot \frac{tourkm}{temps_{restant}} \quad (26)$$

La deuxième réponse consiste à résoudre algébriquement ou graphiquement l'équation suivante (27) de la vitesse moyenne en fonction des valeurs du dénivelé pour un tour, des coefficients aérodynamique k_{Aero} et de roulement k_r du véhicule, de sa masse, de l'énergie stockée dans la batterie et du temps de fonctionnement :

$$0 = k_{Aero} \cdot V^3 + \left(\frac{M \cdot g \cdot D_{1\ Tour}^+}{3600 \cdot tourkm} + k_r \right) \cdot V - \left(\frac{Energie_{batterie}}{temps} + P_{humaine} \right) \quad (27)$$

Dans les 2 équations précédentes, le terme « energie_batterie / temps » correspond à la puissance moyenne qu'il est possible de consommer pour une certaine vitesse afin d'effectuer le concours, donc correspond à la puissance utile de la motorisation.

Dans le cas de la *Solar Cup*, k_r est le double du coefficient provoqué par le dénivelé positif, d'où le choix primordial des pneus. Il y a bien évidemment des incertitudes avec la puissance fournie par l'homme (environ 100W) et la puissance des panneaux solaires embarqués qui fournissent de l'énergie à la batterie.

Pour une durée de 3 heures consécutives avec un dénivelé positif de 11m pour chaque tour de 1.6km, avec une capacité énergétique de la batterie de 1440 W.h (70V/20A.H) et en voulant garder 20% d'énergie pour ne pas avoir une décharge profonde, la vitesse moyenne à adopter sera de 45,7 km/h, la distance effectuée sera alors de 137 km avec une consommation de 8,39 W.h/km. Sur les 3 heures à 45,7 km/h, le dénivelé positif demande 334 W.h, l'aérodynamisme 431W.h, le

roulement 686W.h et l'on compte sur une puissance musculaire humaine de 300W.h.

Si la consommation d'un véhicule est un critère important, le coût de sa fabrication et l'obsolescence du véhicule doivent être également pris en compte dans un contexte socio économique.

6. Coût des différents véhicules électriques

Le coût de nos transports n'est pas lié seulement à celui de la consommation énergétique. En effet, il faut prendre en compte le prix de la fabrication et de l'obsolescence de certains constituants comme celui des batteries.

Le tableau 4 suivant donne le prix d'un « plein » de véhicule pour une distance de 100 km, à la vitesse moyenne de 50km/h et avec un prix de l'électricité de 0,12€/kW.h.

De plus, ce tableau donne une idée du coût de nos déplacements avec l'amortissement d'un véhicule sur 4 ans et une utilisation de 1500 km par mois. Donc, le coût par mois est scindé en deux. On peut remarquer que l'abonnement au système de batteries est relativement cher. On peut remarquer aussi que le coût de la consommation électrique est très faible par rapport à celui de la consommation d'un scooter thermique qui s'établit, par mois et sur 4 ans, à 112€+52€ (mais l'électricité n'est pas taxée à 80% comme les produits pétroliers).

On peut remarquer que le nombre de cycles de charge par mois est très inférieur à celui que peut supporter un accumulateur. En effet, une batterie peut faire 1000 cycles à 1500 cycles de charge et de décharge mais, au bout de 4 ans, la batterie ne fonctionnera plus car ces pôles seront oxydés.

La fabrication des vélo-mobiles est artisanale pour l'instant et son prix devrait baisser en cas d'industrialisation. La consommation de la *Twizy* est liée à sa masse importante et son autonomie est de seulement 80km malgré une capacité énergétique et un prix relativement importants. De plus, le prix de la batterie pour la *Twizy* n'est pas répercuté sur le coût du véhicule, car la batterie est louée avec un abonnement.

Le tableau précédent permet de confirmer que le coût d'un véhicule électrique est fortement lié à sa masse et sa puissance.

Tableau 4 : coût de différents véhicules électriques

	Vélo électrique 25 kg	Vélo mobile Elec 50kg	Twizy 450 kg
« Plein » pour 100 km	0,48 €	0,12 €	0,6 €
Abonnement, Km/mois	0 €, 1000 km/mois	0 € 1500 km/mois	50 €/mois 1500 km/mois

Prix batterie (charges / mois)	500€/1.4kW.h (30)	500€/1.4kW.h (13)	4000 €/10kW.h (9)
Coût du véhicule	2000€	6000€	8000 €
Coût avec obsolescence de la batterie	1€ / 100km	0.81€/100km	5.6 €/100km
Coût/mois sur 4 ans	15€ + 52€/mois	1.8€+135€/mois	(59€+166€)/mois

7. Exploitations pédagogiques

Le véhicule électrique constitue un excellent support pluri-technologique et permet d'aborder différentes matières et notions (mécanique, mécanique des fluides, électrotechnique et électronique, automatique, mathématiques, communication en français et en anglais, éco-conception, aspects normatifs...). La réalisation et l'étude demandent de nombreuses caractérisations afin d'aller vers les solutions optimales. La réflexion sur la réalisation de ce type de véhicule peut être transposée à de nombreux autres systèmes.

Les étudiants sont amenés à faire des choix technologiques et à faire de la gestion de projet (planning, choix par rapport à un budget, approvisionnement, gestion documentaire, ...). Ils sont généralement très motivés et développent de nombreuses pistes de réflexion. La promotion et le partage d'informations techniques sur des réalisations nécessitent de communiquer par forum, site web, support vidéo, en anglais et en français [18, 19]. Les forums permettent d'obtenir un grand nombre d'avis d'utilisateurs et de constituer des guides d'achat de matériels comme on peut déjà le voir sur les produits d'éclairage [20], les cycles [13]...

La réalisation du véhicule nécessite aussi bien des études de conception de natures électrique et mécanique et une collaboration naturelle peut s'établir entre ces deux spécialités. L'étude de la déformation du châssis dans les virages, le calcul du centre de gravité, l'étude de la tenue de route, les réglages des suspensions, le carrossage des roues, etc. génèrent des informations utiles pour le dimensionnement des constituants électriques. Plus un véhicule va vite et plus les études mécaniques doivent être approfondies.

La motorisation d'un cycle nécessite d'étudier tous les types de motorisation possible et leur association avec différents types de variateurs. On peut même envisager de réaliser l'onduleur alimentant le moteur *DC brushless* et sa commande en programmant un microcontrôleur ou un FPGA. Il est également possible de réaliser son propre moteur comme cela se fait pour le concours inter-départements GIM *GIM'Eole* où la réalisation d'alternateurs à flux radial est effectuée couramment par certaines équipes [23]. La réalisation

d'un actionneur spécifique permet d'améliorer fortement le rendement mais pour un coût 2 à 3 fois plus important par rapport au coût d'un moteur du commerce optimisé au niveau des prix et puissance utile fournie.

Le véhicule électrique est aussi un excellent support pour l'étude des types de batteries et l'analyse des problématiques de gestion de l'énergie embarquée (avec un BMS, *battery management system*). Il demande également d'être chargé quotidiennement et assez rapidement, ce qui nécessite la réalisation de chargeurs rapides 72V/20A qui n'existent pas encore dans le commerce avec un facteur de puissance de 1 (*Power Factor Current*) et une régulation stable [11].

On peut aussi envisager des travaux sur l'électronique d'instrumentation embarquée et notamment les mesures de vitesse, distance parcourue, courant, tension, puissance pour déterminer la capacité énergétique et le pourcentage de régénération, ... Par conséquent de nombreux convertisseurs peuvent être mis en œuvre pour ce type d'application.

La réalisation de la signalisation faible consommation du véhicule permet la mise en œuvre des DELs de puissance pour l'éclairage en 12V et donc la réalisation d'un convertisseur DC/DC pour passer de la tension de la batterie 72V à la tension d'éclairage 12V.

Tous les problèmes d'asservissement et de régulation (paramétrage, dynamique, instabilité) peuvent être vus sur le variateur et le chargeur.

Il est également possible de rajouter des panneaux solaires photovoltaïques sur le véhicule pour augmenter l'autonomie du véhicule. Cependant un panneau de 1,5 m² permet de fournir seulement 300 W en plein soleil et pèse 6 kg (Semiflex, voir tableau 3). Pour l'instant, le coût et la fragilité de ces modules n'en font pas des constituants incontournables. Pourtant, il existe différents concours en Europe, comme le «*Sun Trip*», le «*Solar Event*» en Savoie, le «*World Solar Challenge*» en Australie ou encore le challenge *Eco-Marathon*, qui exploitent cette possibilité de recharge solaire.

Certains prototypes utilisent une pile à hydrogène pour remplacer la batterie. D'autres prototypes pour minimiser la pointe de courant lors des accélérations et pour diminuer la masse du véhicule utilisent des super condensateurs.

Un alternateur peut être placé dans la chaîne de transmission et permettre une hybridation de type «*série*». Ainsi, le cycliste peut fournir une puissance constante à la batterie, même à l'arrêt, et piloter son engin avec la poignée d'accélération [21].

8. Conclusions

Nous avons présenté la caractérisation d'un véhicule électrique à faible consommation énergétique qui peut être réalisé par des étudiants de tous niveaux.

Nous avons aussi prouvé qu'il était possible de réaliser des cycles motorisés avec des vitesses et des dynamiques honorables. Nous avons montré que l'autonomie et la consommation d'un véhicule sont fortement liées à sa masse ainsi qu'à sa forme aérodynamique mais aussi aux performances du moteur et du variateur de vitesse associé. Le prix de l'énergie électrique étant faible par rapport à d'autres types d'énergie finale, le coût lié à la consommation est faible. Cependant, pour connaître le coût réel de ces moyens de transports alternatifs, cet article a pris en compte l'amortissement d'un véhicule qui dépend surtout du coût de la réalisation et de la vétusté des batteries.

Les cycles motorisés électriques à faible consommation énergétique constituent d'ores et déjà un mode de transport intéressant et en progression car le coût énergétique concurrence les véhicules à pétrole et ce, malgré le coût élevé des batteries [24].

9. Références

- [1] Arnaud Sivert, Franck Betin, Sébastien Carrière, « **Gestion et dimensionnement de l'énergie embarquée pour un véhicule électrique à faible consommation** » Symposium de Génie Electrique (SGE'14) : EF-EPF-MGE juillet 2014, ENS Cachan
- [2] A. Sivert, F. Betin, T. Lequeux "Pedagogical study of an electric bike with low energy consumption, management and dimensioning of onboard energy : eco marathon" WSEAS (World Scientific and Engineering Academy and Society) 2014 <http://www.wseas.org/multimedia/journals/education/2014/a125710-121.pdf>
- [3] José Fernández Ramos¹, Juan Jesús Fernández Lozano ², Alfonso Gago Calderón "Design of Electric Racing Vehicles: An experience of interdisciplinary project-based education in engineering" EVS 27, octobre 2013
- [4] A. Sivert, T. Lequeux "Je construis mon véhicule électrique", édition Dunod, 2013, pp 140.
- [5] A. Sivert "Le vélo électrique », Revue des départements Génie électrique & informatique GESI N°80, Décembre 2012, p26, 33
- [6] A. Sivert, F. Betin, S. Carrière "Difference force and constant power control applied to electrical bike", EVER ecologic vehicles & renewable energies de MONACO, Mai 2012, 6 pages
- [7] A. Sivert, F. Betin, J. Becar "An Electrical Bike For Project Based Learning Platform", EVER ecologic vehicles & renewable energies de MONACO, Avril 2011, 6 pages
- [8] Samuel Violin « le vélo à assistance électrique », les cahiers de l'instrumentation N°9 Chauvin Arnoux octobre 2010
- [9] A. Sivert « TD Etude de cycles motorisés électriques » et "Le vélo électrique", IUT-en-ligne : <http://public.iutenligne.net/etudes-et-realizations/sivert/veloelec/> 2013 et 2011
- [10] site web IUT Aisne : réalisation de véhicules électriques <http://aisne02geii.e-kart.fr/> 2013
- [11] Arnaud Sivert, Franck Betin, Jean-Paul Bécar "A Fuzzy Logic Application for Go-Kart: a Battery Charger" EVER Monaco, 2011, 6 pages
- [12]<http://www.crystalte.com/>
- [13]<http://velorizantal.bbfr.net/t17956-velomobile-electric-leiba-x-stream-iut-aisne>
- [14]<http://velorizantal.bbfr.net/t18840-test-de-pneu-velo-adherence-et-coefficient-de-roulement>
- [15] [fr.wikipedia.org +eco-marathon_Shell](http://fr.wikipedia.org/+eco-marathon_Shell)
- [16]<https://sites.google.com/site/chartressolarcup2014/>
- [17][FR.WIKIPEDIA.+ NOUVEAU CYCLE EUROPEEN DE CONDUITE](http://fr.wikipedia.org/+Nouveau+cycle+européen+de+conduite)
- [18] <http://aisne02geii.e-kart.fr/>
- [19] <http://e-kart.fr/>
- [20]<http://velorizantal.bbfr.net/t16874-eclairage-a-del-pour-velo-led-light-for-bike>
- [21]<http://fitnesscar.free.fr/fitnesscar-plan.html>
- [22] David Gordon Wilson "Bicycling Science" 2004 MIT Press
- [23] S. RODDIER, A. BRUGIER « Une expérience de projet pluritechnologique en IUT : conception et fabrication d'une éolienne urbaine » Revue 3EI N°76 avril 2014 « Démarche de projet » <https://www.see.asso.fr/node/10786>
- [24] Jean-Pierre Hauet « Le véhicule électrique : comment donner corps à la transition énergétique ? », Revue de l'électricité et de l'électronique, REE N°2 2013 <https://www.see.asso.fr/node/11001>

Réalisation d'un kart électrique : Etude, choix technologique, instrumentation embarquée, caractérisation

Arnaud SIVERT, Franck BETIN : arnaud.sivert@iut.u-picardie.fr

U.P.J.V Université de Picardie Jules Verne, Institut Universitaire de Technologie de l'Aisne GEII, 02880 SOISSONS
Laboratoire des Technologies innovantes (L.T.I), équipe Énergie Électrique et Systèmes Associés (EESA)

Résumé : Le véhicule électrique est un très bon système pédagogique car il peut être utilisé par tous les étudiants avec des coûts moindres par rapport à la construction d'une voiture classique. Le challenge pédagogique de karting permet de motiver les étudiants et de mettre en œuvre différents choix technologiques. Ces choix sont souvent difficiles car il faut gérer correctement l'énergie embarquée, en accord avec les nouvelles technologies. En effet, ce type de véhicule a un compromis difficile entre le poids, le volume, la puissance, l'autonomie, et le prix. L'évolution des karts électriques a été possible grâce aux progrès des moteurs qui fonctionnent sous faible tension et aux nouvelles batteries lithium. Cet article exposera la puissance résistante en fonction de la vitesse du véhicule, le couple accélérateur, les types de moteurs et variateurs utilisés, les types de sources d'énergies utilisés et les chargeurs. Enfin, une exploitation pédagogique sera présentée, car ce type de véhicule utilise de nombreux modules du génie électrique et mécanique : convertisseur d'énergie, batterie, moteur, variateur, régulation, électronique, signalisation, instrumentation, capteur, mathématique, thermique, mécanique...

1. Introduction

Pour réaliser un véhicule électrique, il faut faire un compromis entre la puissance, la consommation d'énergie, le poids, le volume, le prix et l'autonomie. Ce véhicule représente un bon support pédagogique pour mettre en œuvre ces compromis et le coût de sa réalisation est relativement faible par rapport à une voiture. Afin de donner un sens à cet objectif, un challenge international de kart électrique est organisé par l'Association e-Kart. Il a lieu annuellement depuis 2006 et rassemble environ 40 karts très hétérogènes technologiquement car le règlement est très ouvert [1][10]. C'est donc l'occasion pour les équipes de montrer leurs nouvelles idées et réalisations [2][3][11] car c'est un challenge pédagogique avant d'être une course [12].

Nous allons étudier dans cet article, la puissance qui est demandée par un kart en fonction de la vitesse et le couple d'accélérateur pour démarrer rapidement. Les différents types de moteurs, de variateurs et de batteries seront passés en revue, ainsi que les chargeurs et l'instrumentation nécessaire à la mesure des grandeurs électriques, thermiques et mécaniques.

Les technologies utilisées dans ces karts ont été transférées dans les petits véhicules électriques du quotidien (Twizy, voiture sans permis, voiturettes de golf ou de parc d'attraction, voiturette de la Poste) mais aussi en industrie dans les chariots de manutention.

Les karts électriques ont une faible nuisance sonore et sont de plus en plus utilisés pour la location au public sur

des pistes intérieures (« indoor »). Depuis 2009, la plupart de ces karts rivalisent en termes de performances avec les karts thermiques. Mais quels sont les caractéristiques des karts thermiques de compétition et quelles sont les motorisations électriques équivalentes ?

2. Force et puissance résistante en régime établi de vitesse

Les forces résistantes du roulement dépendent du type de pneu, de la largeur du pneu et du type de chaussée. Elles sont représentées par le coefficient $k_{\text{frottement}}$.

Les forces de roulement sont très faibles par rapport à la force de l'air qui dépend de la surface d'air S traversée et des turbulences donc du C_x .

Pour modéliser la puissance résistive d'un véhicule, l'équation suivante a été utilisée :

$$P_{\text{résistance}}(W) = k_{\text{aero}} \cdot V_{\text{it}}^3 + (k_{\text{frottement}} + k_{\text{pente}}) \cdot V_{\text{it}} \quad (1)$$

Avec $k_{\text{frottement}}$ en $W/(km/h)$ et k_{aero} en $W/(km/h)^3$

Le coefficient de la pente dépend de la masse du véhicule et du pourcentage de la pente.

La puissance peut être observée en régime établi de vitesse sur la figure suivante [1][2]. Il faut 17 kW pour rouler à 120 km/h.

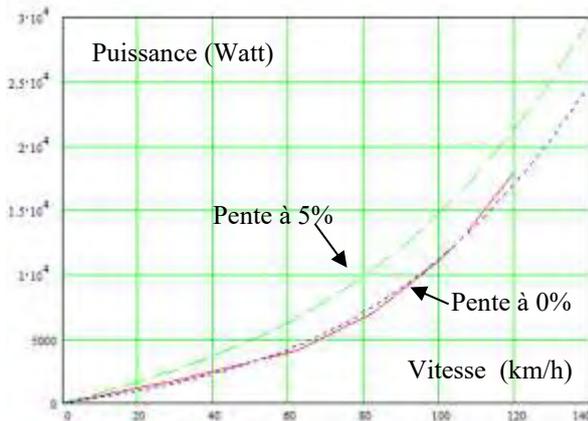


Figure 1 : Puissance motrice en fonction de la vitesse.
 $M=250 \text{ kg}$, $k_{aero}=0,0067 \text{ (W/km.h}^{-1}\text{)}^3$, $k_f=45 \text{ (W/km.h}^{-1}\text{)}$

Il est possible d'atténuer le coefficient aérodynamique grâce à un carénage en fibre composite comme on peut le voir sur la figure suivante. La diminution du coefficient aérodynamique augmente fortement l'autonomie pour les vitesses supérieures à 60km/h.

La consommation est d'environ 160W.h/km sur un circuit court avec de nombreuses accélérations au challenge e-kart.fr



Figure 2 : Karting avec carénage, protection mécanique et électrique

Sur la figure 2, un plastique très épais contourne le karting en cas de collision. La sécurité est un élément essentiel avec des pilotes étudiants et cela permet de plus de protéger le matériel.

Maintenant, nous allons voir quel doit être le couple accélérateur que doit avoir le kart électrique.

3. Couple d'accélération

De par la présence des batteries, un kart électrique est plus lourd qu'un kart thermique. Sa masse avec pilote est de 250 kg. S'il doit atteindre une vitesse de 100 km/h en 4 s, le couple accélérateur du moteur devra être supérieur à la valeur donnée par l'équation suivante :

$$F_{\text{moteur}} = M \frac{dv}{dt} + F_{\text{Resistive}} = 1736N + F_{\text{Resistive}} \quad (2)$$

Le couple que devra avoir le moteur dépendra de la valeur de la réduction de vitesse donc du choix de la

vitesse maximale. Il y a donc un compromis entre la vitesse maximale (4) et le couple accélérateur (3) que peut fournir l'ensemble moteur/variateur.

$$C_{\text{meca}} \text{ (N.m)} = (C_{\text{moteur}} \cdot \text{rayon}_{\text{roue}}) / \text{Reducteur} \quad (3)$$

$$V_{\text{max}} \text{ (m/s)} = N_{\text{max motor}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot \text{Reducteur} \cdot \text{Rayon}_{\text{roue}} / 60 \quad (4)$$

$$N_{\text{max motor}} = U_{\text{batteriemax}} \cdot 60 / (k \cdot 2 \cdot \pi) \quad (5)$$

$$C_{\text{moteur}} = k \cdot \text{Intensité}_{\text{moteur}} \quad (6)$$

Le choix de la transmission fait que l'on privilégie soit l'accélération, soit la vitesse maximale. Nous allons voir comment l'optimiser.

3.1. Quel réducteur de vitesse choisir ?

Les moteurs électriques utilisés ont en général une vitesse maximale d'environ 4000 tr/mn. Donc, il faut un réducteur entre le moteur et l'arbre de transmission qui adapte la vitesse du karting et permet d'avoir un meilleur couple accélérateur. Des courroies crantées sont utilisées entre le moteur et l'arbre de la transmission. Mais avec le niveau de couple accélérateur, la tension de la courroie crantée doit être importante pour qu'elle reste en prise avec les couronnes. Cette tension entraîne des pertes non négligeables. Comme alternative à la transmission par courroie, il est possible d'utiliser des transmissions par chaîne, plus bruyante et mais moins énergivore.

Sur le tableau 1 suivant, un exemple est fourni pour deux types de poulies de transmission implantées dans un kart disposant de 2 moteurs dont le courant est limité à 200A par les variateurs. Les moteurs ont une constante de couple ou de vitesse de $k = 0,17 \text{ Nm/A}$ ou V/rad/s (5)(6). Ils fournissent un couple moteur maximal de 65 N.m.

Ce tableau donne la vitesse maximale, l'inertie ramenée sur l'arbre moteur, le temps pour atteindre 50m, ainsi que le courant en régime établi de la vitesse maximale.

La réduction de vitesse pour atteindre une certaine distance en un minimum de temps est déterminée à partir de l'équation (7) suivante :

$$\text{reducteur} = \left[\text{Dis tan ce} \cdot \frac{(\text{Torque}_{\text{moteur}} - \text{Torque}_{\text{load}})}{N_{\text{max}}^2 \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi}{60}\right)^2 \cdot \text{rayon}_{\text{roue}}^3 \cdot \text{Masse}} \right]^{\frac{1}{3}} \quad (7)$$

Pour simplifier le calcul, le couple de charge sera négligé par rapport au couple de démarrage.

Pour un kart évoluant sur une piste indoor avec des lignes droites de 50 m au maximum, il faut une réduction de 13/44. Si l'on veut réellement optimiser la transmission en fonction d'une piste, il faudrait donc une boîte de vitesse.

Tableau 1. Caractéristiques des moteurs en fonction du rapport de réduction,

U_{batt}	I_{limit} moteur	Réduction D_m/D_a	Inertie $kg.m^2$	V_{max} (km/h)	$t(50m)$ (en s)	$I_{batterie}$ (A) en régime établi
72V	$2 \times 200A$	25/44	1,26	112	5,3	210A à 112 km/h
72V	$2 \times 200A$	17/44	0,58	75	4,4	70A à 75 km/h

Avec le tableau 1 et pour un réducteur de 17/44, on peut voir l'accélération et le régime établi du moteur sur la figure 3. Le couple de freinage est inférieur ou égale à ce que peut faire le moteur. Donc, ce type de freinage électrique est relativement long et il n'est pas utilisé en course. En effet, sur circuit, il est préférable de freiner tardivement et très fortement.

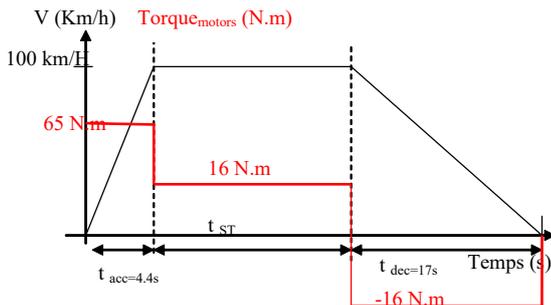


Figure 3 : Vitesse et couple demandés aux moteurs avec réducteur 17/44 sur banc de charge.

Voyons maintenant l'impact de ce régime de fonctionnement sur la température du moteur.

3.2. Accélération et température du moteur

En fonction du paramétrage de la limitation du courant et du nombre d'accélération, la température du moteur va s'élever.

Il faut donc déterminer le courant équivalent thermique du moteur pendant un cycle de fonctionnement (un tour de piste) à partir de l'équation suivante :

$$I_{m \text{ equ}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (I_n)^2 \cdot t_i}{\sum_{i=1}^n t_i}} = \quad (8)$$

Le courant équivalent thermique doit être plus faible que le courant nominal du moteur.

A cause des accélérations successives que la piste occasionne, le courant nominal peut être vite dépassé et détruire le moteur. Les motorisations utilisées sur les karts électriques de compétition demandent une ventilation forcée qui consomme quelques centaines de watts.

Pour augmenter la puissance du moteur électrique dans un certain encombrement réduit, le refroidissement à l'eau est une excellente solution :



Figure 4 : Moteur ME1304 8.5kW(72V) PMSM Brushless refroidit à l'eau avec adaptation d'un boîtier de vitesse

Pour le refroidissement forcé à l'eau ou à l'air, il faut que la dissipation thermique puisse se faire pendant 10 minutes après l'utilisation du karting. En effet, tant que le moteur tourne, celui-ci se refroidit naturellement, mais lorsque le karting s'arrête dans les stands, la température va donc s'accroître et détruire le bobinage ou démagnétiser les aimants.

Maintenant que la puissance demandée ainsi que le choix du réducteur sont connus, nous allons voir les différents types de moto-variateurs.

4. Types de moteurs et de contrôleurs

Le dilemme de la motorisation électrique est d'avoir des moteurs avec des puissances de 10 à 20 kW sous des tensions batteries faibles (48V à 96V) donc pour des courants relativement importants. Sinon, il faut utiliser des convertisseurs élévateurs de tension entre les batteries et des variateurs industriels qui fonctionnent sous 400V. Ce hacheur élévateur de tension a été étudié et réalisé, mais rarement utilisé car les moteurs industriels sont à flux radial et outrunner et ils sont donc relativement encombrants. Le moteur utilisé ne doit pas tourner trop rapidement pour minimiser le réducteur de vitesse, donc être plutôt à flux axiale et outrunner pour avoir plus de couple. Les moteurs outrunners sont plus faciles à refroidir.

Trois types de moteurs sont utilisés sur les karts et présentés sur le tableau 2.

Les moteurs DC sont associés à un hacheur qui limite le courant de démarrage. Ces moteurs et variateurs ont un encombrement réduit ce qui permet de mettre 2 moteurs sur le même arbre de transmission afin d'additionner le couple des 2 moteurs. Souvent 2 hacheurs sont utilisés pour permettent aux moteurs de fournir le même couple en fonction de la consigne d'accélération.

On peut voir sur la figure 5, la tension et le courant d'un kart électrique bi-moteur en fonction du temps, avec un réglage du courant à 250A par moteur. Avec ce courant, le couple des moteurs est de 80N.m pour 500A car la constante de couple de nos moteurs est de 0,17 N.m/A. Le couple de pertes mécaniques correspond à 2,5 N.m avec un courant à vide de 15A. On vérifie que le couple de perte de la transmission est négligeable devant le couple de démarrage des 2 moteurs.

Même si l'équation différentielle (2) n'est pas linéaire, l'évolution de la vitesse en fonction du temps peut être modélisée simplement par l'équation (9) suivante :

$$\text{vitesse}(t) = \text{vitesse}_{\text{finale}} + (\text{Vitesse}_{\text{initiale}} - \text{Vitesse}_{\text{finale}}) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Avec τ la constante de temps.

Si la vitesse initiale est nulle, la constante de temps correspond à 63% de la vitesse finale.

A 63% de la vitesse finale (ici 110 km/h), la vitesse du kart est de 70km/h. Le temps de réponse est de 6,5s.

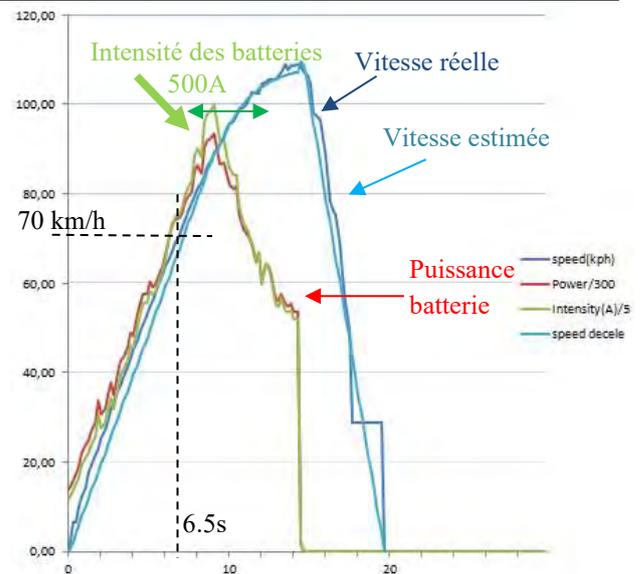


Figure 5 : Expérimentation : démarrage à 100 % et arrêt au frein. Vitesse et intensité de 2 moteurs DC 28 kW nominal sous une tension de batterie de 70V et un réducteur 30/44

Les moteurs DC demandent un entretien et sont de plus en plus remplacés par des moteurs sans balais « brushless » qui permettent d'avoir encore moins d'encombrement que le moteur DC, et ne nécessite pas d'entretien des balais. Par contre, le variateur est plus complexe qu'un hacheur. En effet, il faut un onduleur triphasé pour alimenter les bobines en fonction du capteur de position du rotor.

Le moteur synchrone outrunner est prévu pour fonctionner à des fréquences relativement haute ce qui permet de minimiser son encombrement et sa masse.

Les moteurs synchrones axiaux peuvent passer de 12kW avec un refroidissement à l'air de 5m/s à 22 kW avec un refroidissement à l'eau de 6 l/min sous une pression de 3 bar.

Tableau 2 : Différents types de moteurs

Type de moteur	Tension max	I _{nom} A (DC)	I _{max}	P _{mot} kW	Poids kg	Long×Ø & volume cm ³	Prix en 2014 euros	N _{max} Tr/min	IP
Motor DC avec balais	72V	190	400	14	11	11×20 => 690	1600€	4000	22
Synchrone outrunner	48V	300	400	14	2	8.5×11 => 290	1300€	8000	22
Synchrone AXIALE	72V	180	500	12	17	16×21=>340	640 à 2500	5000	22 et 55
Asynchrone	28V	150	300	10	20	30×18 => 1700	1500€	4500	55

Le moteur asynchrone présenté au tableau 2 est prévue de fonctionner à 87 Hz en nominal. Ce moteur est relativement encombrant et il est donc peu commode d'installer 2 moteurs. Le variateur du moteur asynchrone est une commande vectorielle : il permet d'avoir un maximum de couple au démarrage et retenir le véhicule à vitesse nulle sans utiliser de frein mécanique à manque

de courant. Le moteur asynchrone avec son indice de protection IP 55 est idéal pour les karts de location.

Tous les variateurs peuvent retourner l'énergie aux batteries. Mais il faut faire attention que les batteries puissent recevoir cette énergie sans être détruites. Nous allons maintenant voir les différents types de batteries couramment utilisés sur les karts électriques.

5. Batteries

La solution standard d'alimentation électrique d'un kart est d'utiliser 4 batteries 12V au plomb afin d'avoir 48V. Avec une puissance de 10 kW, l'autonomie est d'environ 10 minutes, avec un temps de recharge de 10 minutes. Les prototypes de kart à 2 moteurs qui demandent 54 kW au démarrage et seulement 10 à 30 kW en nominal sont alimentés sous 72V, dans le but de minimiser l'intensité demandée aux batteries. En effet, à partir du tableau 3, on peut observer que plus le taux de décharge est important et plus le prix de l'accumulateur sera élevé. De même, nous pouvons observer l'encombrement, le poids et la capacité énergétique en fonction du type de source d'énergies.

La figure 6 présente 2 karts ayant la même motorisation bimoteur mais avec 2 types de batteries différentes. Avec l'accumulateur Li-fer, le poids est divisé par 2 pour une autonomie multiplié par 4. Ce kart électrique Li-fer a une autonomie d'environ 30 minutes à 110 km/h.

Pour l'instant, 2 prototypes sont passés en 250V avec 76 éléments de 30 Ah en série pour un coût batterie de 3500€ sans BMS [14]. Cette tension permet d'utiliser des moto-variateurs industriels [5]. L'inconvénient de cette tension est la sécurité électrique, l'encombrement et la gestion de tous les éléments au travers d'un BMS (« Batterie Management System » Système de Gestion des batteries).

Le tableau 3 indique qu'un taux de décharge important provoque une augmentation du prix de la batterie et réduit la durée de vie de la batterie. Le prix et la masse du kart va dépendre énormément de la technologie de l'accumulateur.



Figure 6 : Karts électriques 2 moteurs 28 kW nominal : 48V au plomb à gauche et Li-fer à droite 72V. Challenge National Vierzon e-Kart 2011.

Par conséquent, trouver le compromis idéal pour un kart électrique n'est pas une chose aisée, car tous les éléments du cahier des charges sont liés.

Par exemple, si vous voulez aller plus vite alors la puissance motrice sera plus importante, donc le moteur sera plus lourd et plus cher, tout comme les batteries. Il faudra utiliser davantage de capacité énergétique, voire des technologies plus performantes et votre budget en subira les conséquences. L'encombrement de l'énergie embarquée est limité sur ce type de véhicule comme on peut le voir sur la figure suivante.



Figure 7 : Etude du centre de gravité, du CX, de l'encombrement, du refroidissement des moteurs et des protections mécaniques sur SolidWorks avant réalisation.

Tableau 3 : Caractéristiques des batteries

Type de batteries pour 72V	Energie Wh	Taille en cm & Volume total en dm ³	Mass kg	Prix en 2013	Taux de charge max	Taux de décharge max
Plomb 6S 20Ah 6S	1440	6 × 20×17,5×24 ⇒ 50 dm ³	100	1600 €	100A =5C	400 A
Li-Fe 90Ah 22S	6480	22 × 14×6×22 ⇒ 41 dm ³	68	2800 €	90A =1C	300A = 3C
Li-Po 100Ah 18S	7200	35 dm ³	55	7000 €	100A =1C	500A = 5 C
Super capacity 3000F 36S	66	36 × Ø6.4×13.8×36 ⇒ 23 dm ³	18	1800 €	147A	2165A

La masse des batteries entraîne des contraintes supplémentaires sur le châssis (en ligne droite mais aussi dans les virages). Toutes les études de forces et de contraintes sont réalisées sur le châssis à l'aide du logiciel SolidWork et du module Cosmos par l'intermédiaire des éléments finis. On peut observer les forces en simulation sur la figure suivante.

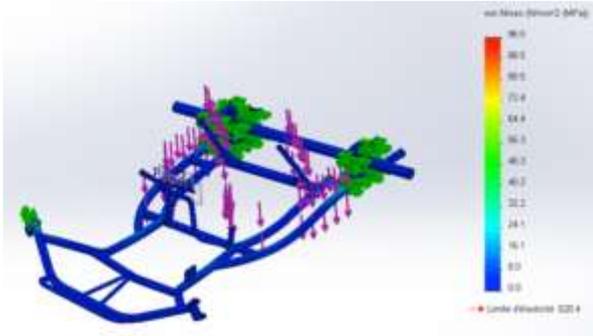


Figure 8 : Etude des forces sur le châssis d'un karting, lors d'un virage

La réalisation d'un karting de compétition impose d'avoir des accélérations importantes mais aussi des freinages tardifs (décélération importante). Le freinage hydraulique du train arrière est classique (avec disque de frein ventilé). Sur les roues avant, des freins à disques flottant ont été réalisés sur des fusées et des moyeux spéciaux.



Figure 9 : Etude et réalisation de frein flottant sur les roues avant

Maintenant que la présentation technologique a été effectuée, nous allons voir qu'il faut judicieusement faire les bons choix technique.

6. Homogénéisation des choix techniques

Le karting de la figure 7 est composé de deux moteurs de 14 kW avec 24 éléments Li-Fe 90Ah. Les moteurs sont commandés par deux contrôleurs de 100V qui peuvent fournir pendant 1 minute un courant maximum de 600A et un courant nominal 300A. La limitation du courant des variateurs n'est donc pas un problème parce qu'ils sont au-dessus de ce que peuvent supporter les moteurs. Les batteries de 90A.H peuvent

supporter un courant de décharge de 800A pendant 1 minute. Mais avec ce courant, l'accélération est si importante que les pneus patinent et il est difficile de maîtriser le kart. De plus, ce taux de décharge de 9C n'est pas acceptable par la batterie. En effet, le taux de décharge de la batterie en continue est seulement de 3C donc de 300A, presque ce que peut supporter les 2 moteurs à 130km/h (fig 1).

Par conséquent, l'homogénéisation des choix techniques est très importante pour faire un véhicule électrique. Ce n'est pas la peine d'avoir des moteurs surpuissants si les batteries ne peuvent pas fournir le courant désiré. En effet, c'est pourquoi la tension des batteries est passée de 48V à 72V puis à 96V en 2014.

Les courses de karting thermiques durent en général 10 minutes, donc il y a du temps pour recharger entre chaque manche. Mais au challenge pédagogique, il y a une course de 4 heures avec 2 kartings. Donc, une autre difficulté est de disposer de chargeurs rapides et sécurisés pour les batteries.

7. Chargeurs et BMS

Une des épreuves du challenge pédagogique est la course d'endurance de 4 heures avec 2 karts. Pendant que l'un des karts roule, l'autre est en charge. L'autonomie des batteries et surtout leur capacité de recharge sont très importantes pour cette épreuve. En effet, il faut charger autant que l'on consomme et il faut des chargeurs qui puissent fournir des courants importants. Plus les chargeurs peuvent fournir un courant important et plus ils sont chers et difficiles à réaliser.

Les accumulateurs se chargent à courant constant, puis à tension constante, comme on peut le voir sur la figure suivante :

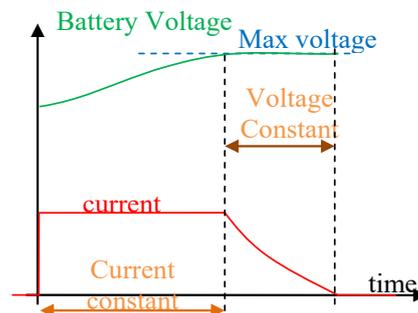


Figure 10 : Étapes de fonctionnement du chargeur [4].

Le challenge "e-kart.fr" fournit à chaque stand une prise monophasé de 240V électrique avec un fusible de 32A ou bien une prise de 400V triphasé avec fusible de 10A qui permet de charger une batterie de 72V avec un courant de 95A (7 kW) mais avec un chargeur qui a un facteur de puissance de 1. La structure du chargeur avec

son PFC (compensation du Power factor current) et son contrôle est représentée dans la figure suivante :

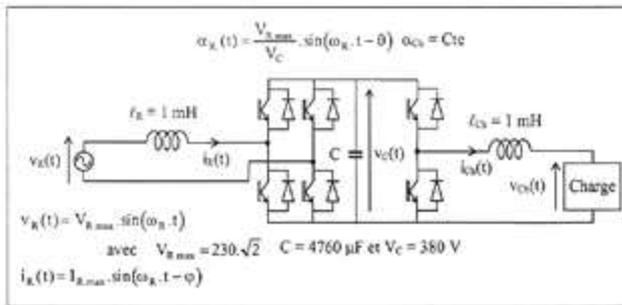


Figure 11 : Structure de l'électronique de puissance avec PFC d'un chargeur de batterie monophasé [7].

En triphasé, la structure du chargeur est plus difficile à comprendre et à mettre en œuvre. De plus, le contrôle n'est pas facile à mettre en œuvre sachant qu'il y a des stratégies de contrôle multiples en mode analogique ou numérique. Développer un chargeur fiable prend du temps et nécessite une étude longue.

Il y a ces dernières années de nombreuses publications sur la charge rapide des batteries du véhicule électrique (7 kW à 22 kW) [7, 8, 9].

Réduire le volume et le poids du chargeur est une priorité afin de rendre le chargeur facilement transportable. De plus, charger rapidement les batteries permet de minimiser la masse et le volume des batteries embarquées et d'avoir une meilleure dynamique du karting.

Pour les accumulateurs Lithium, il faut en plus vérifier que la tension de seuil de chaque élément ne soit jamais dépassée et surveiller la température. La gestion de ces tensions est réalisée par le circuit BMS. Le courant de charge doit diminuer jusqu'à ce que le courant soit nul pour qu'aucune tension de seuil d'un des éléments soit dépassée. Ainsi, s'il y a un élément qui est chargé à 100% et que le courant devient nul, alors les autres éléments seront chargés à une valeur inférieure à 100%. Il y aura donc un déséquilibre de charge.

C'est pourquoi, toutes les 10 charges, il est préférable de charger les éléments de façon indépendante pour que tous les éléments soient chargés à 100 % (équilibre). Étant donné qu'il y a un grand nombre d'éléments, il faut beaucoup de chargeurs indépendants mais il est possible de charger lentement avec un courant de 1/10 de la capacité énergétique. Cette solution reste encore relativement chère, c'est pourquoi de nombreux constructeurs proposent des équilibreurs avec résistance qui dévient le courant de charge des éléments les plus chargés. Mais le courant dévié est faible, seulement de 0,3 A à 0,5 A.

La figure 12 montre la disparité entre les courants de charge ainsi que la tension de chaque élément en

fonction du temps. Un élément est chargé à la tension de seuil de 3,7V (100%), et les autres éléments sont déséquilibrés. Sur les éléments Li-Fe, après une charge à 100%, toutes les tensions des éléments redescendent à 3,3V, donc il y a le phénomène de « floating charge » (charge d'entretien), comme sur une batterie au plomb.

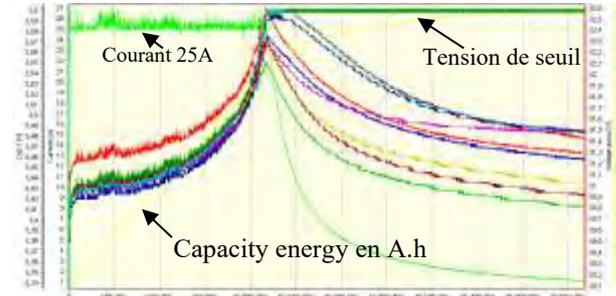


Figure 12 : Charge d'un accumulateur de 9 éléments Li-Fe.

Les BMS doivent protéger chaque élément de l'accumulateur contre :

- les sur-tensions pendant la charge,
- les sur-tensions pendant les freinages,
- les sous-tensions pendant la décharge (inutile, vous ne pouvez plus rouler, mais utile si vous oubliez d'éteindre le variateur). En effet, si vous déchargez à 100%, un accumulateur lithium, il va se mettre en court circuit et sera détruit. Le BMS doit indiquer lorsque la capacité énergétique est inférieure à 15%.
- les échauffements, mais il est difficile à mettre en œuvre car il faut mesurer la température de chaque éléments.

La réalisation d'un BMS n'est pas une chose facile et coûte entre la moitié et 100% du prix d'un élément de l'accumulateur. Nous allons voir la nécessité (ou non) des fonctions du BMS :

- Si le variateur ne freine pas électriquement, il n'y a pas besoin d'embarquer la détection de la tension haute des cellules, car il est possible d'intégrer au chargeur la surveillance de toutes les tensions des éléments. Par conséquent, la tension de seuil de chaque élément ne peut être dépassée et le chargeur effectue le rééquilibrage.
- Par contre, avec un chargeur de batterie sans équilibrage, il faudra un BMS, qui permet de dévier le courant de l'élément qui sera chargé à 100 %. Mais en général, ces BMS ne permettent pas des charges élevées et des freinages électriques importants.
- Si vous avez chargé à 100% la batterie à une température de 18°C, et si vous la laissez en plein soleil à 50°C, la tension de vos cellules va dépasser la tension de seuil et votre accumulateur risque de s'enflammer. Le BMS devra décharger vos batteries avant que cela ne se produise.
- Si vous avez un élément qui est en fin de vie et qui devient instable thermiquement, le BMS

peut couper l'alimentation grâce à de nombreux capteurs de température et empêchera que votre pack de batterie ne prenne feu.

- Les prototypes de kartings utilisent souvent différentes tensions prélevées sur les cellules intermédiaires de la batterie pour la signalisation et l'instrumentation. Ce principe déséquilibre les éléments et oblige un rééquilibrage avec le BMS mais il faut que celui-ci puisse supporter un courant de charge important (ou de la patience...).
- Les BMS peuvent communiquer avec les variateurs et demander à limiter le taux de décharge de l'accumulateur, si un des éléments est en sous-tensions.

A partir du tableau 3, on peut voir que le taux de décharge des batteries est faible par rapport au courant qui peut être supporté par les moto-variateurs. L'utilisation de super condensateurs peut être envisagée pour fournir le courant impulsionnel nécessaire à chaque accélération, ainsi que la récupération du courant de freinage.

8. Les super-condensateurs

Les super-condensateurs présentés au tableau 3, permettent de fournir de fortes intensités mais ils ont une faible capacité énergétique par rapport à une batterie. Un autre avantage de ce composant est d'avoir un nombre de cycle de charge et de décharge 1000 fois supérieure à celui d'une batterie. Ils restent assez chers malgré une baisse des tarifs ces dernières années.

Il est donc intéressant d'associer les avantages électriques des super-condensateurs et de la batterie.

Par contre, un compromis entre le volume, le poids et un prix acceptable doit être trouvé.

Une solution est que la batterie et les super-condensateurs fournissent l'énergie à un bus continu DC par l'intermédiaire de deux hacheurs réversibles en courant (hacheur 1 et hacheur 2) appelé « alimentation hybride ». Ce bus continu permet d'alimenter l'ensemble variateur-moteur du véhicule.

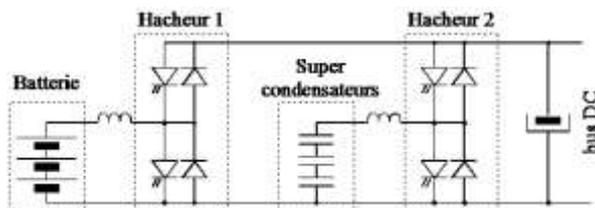


Figure 13 : Présentation de l'« alimentation hybride » batterie et super condensateurs

Le prix et les dimensions des super-condensateurs ne permettent pas encore une utilisation viable pour le karting électrique. De plus, la stratégie de la gestion de l'énergie des super condensateurs n'est pas si facile [1].

Après avoir présenté les solutions techniques, nous allons voir comment le kart électrique peut être exploité pédagogiquement.

9. Exploitation pédagogique

Le challenge pédagogique de kart permet d'avoir une motivation des étudiants pour étudier, réaliser, améliorer et monter sur un ou plusieurs podiums.

Dans ce type de véhicule presque tous les modules du génie électrique sont utilisés, comme par exemple :

- La cinématique des véhicules ;
- L'électrotechnique et le paramétrage des variateurs ;
- la gestion de l'énergie embarquée avec les batteries et les super condensateurs ;
- l'électronique de puissance via les chargeurs, variateurs, BMS, coupe circuit, signalisation à LED ;
- l'électronique avec l'instrumentation embarquée pour la mesure de la vitesse, de la distance, de la capacité énergétique, de la température et de l'envoi des données dans les stands ;
- l'informatique pour la gestion des données ;
- la micro-informatique avec la programmation des microcontrôleurs dans l'instrumentation, les variateurs, les BMS, les chargeurs...
- l'automatisme pour régulation des courants moteur et chargeur et la régulation de la tension des chargeurs ;
- l'automatique avec l'utilisation d'automate haute vitesse pour la commande du variateur ;
- la mécanique lors de l'étude de la dynamique des systèmes, freins, réalisation de carénage en matière composite pour minimiser le CX...
- la thermique avec l'étude des échauffements des composants du kart électrique.
- L'instrumentation de la température est très importante sur les moteurs, les variateurs et la batterie. Car en compétition, ces appareillages sont poussés à l'extrême. Donc, toute la panoplie des capteurs de températures est en général utilisée ainsi que des caméras thermographiques. La thermographie permet de savoir si un point chaud sur le câblage électrique est présent. D'ailleurs, sur la figure 14, on peut observer le bon refroidissement des 2 moteurs.
- les courants sont tellement importants sur les moteurs qu'ils engendrent de nombreuses perturbations électromagnétiques. Donc, il faut faire attention à ces problèmes lors du câblage et pour toute l'électronique embarquée.

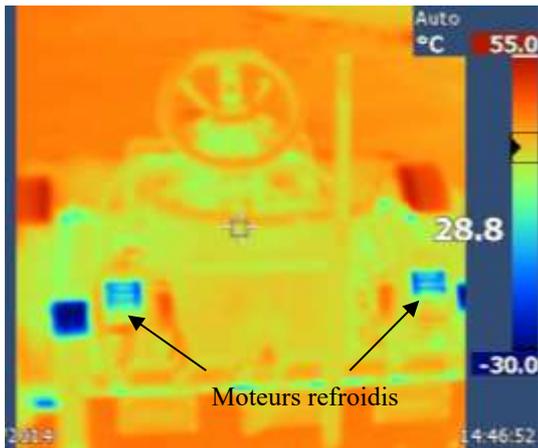


Figure 14 : Thermographies d'un karting après avoir tourné 15 minutes.

Nous avons pu voir que la partie mécanique est très importante même si de nombreuses pièces sont accessibles dans les catalogues.

L'adaptation d'un double moteur électrique sur un châssis de karting thermique n'est pas si facile car sur ce dernier la direction et le siège ne sont pas dans l'axe du karting. Par conséquent, il faut tout découper et tout ressouder. De plus, les soudures doivent supporter la masse des batteries ainsi que les vibrations.

L'étude d'un châssis avec ses problèmes de torsions et de contraintes n'est pas si facile même avec les outils logiciels d'aujourd'hui.

De plus, les supports de moteurs électriques doivent être réalisés. De nombreux réglages doivent être effectués tel que le parallélisme, la largeur de la voie arrière (écartement des roues) pour une meilleure tenue de route.

Il y a quelques pièces qui sont réalisées avec des imprimantes 3D, puis recouvertes de fibre de carbone pour augmenter la rigidité tel que les supports de ventilations de moteur, la signalisation, le tableau de bord...

Un ajout sur certains kartings électriques bimoteur est un différentiel sur l'arbre arrière. Ce différentiel permet d'avoir une meilleure tenue de route dans les virages et peut être de consommer moins.

La réalisation de carter et de carénage en fibre composite permettent d'avoir une protection contre les chocs électriques et de pouvoir rouler sous la pluie.

On peut observer que la liste des possibilités technologiques et pédagogiques est très grande et n'est pas exhaustive. Elle permet de faire des enseignements pluri-technologiques.

La participation à un challenge fait que les moteurs sont poussés à leur limite thermique, de même pour les variateurs et les batteries.

Pour ne pas détruire l'appareillage, il faut faire de nombreux essais pour avoir un karting fiable en paramétrant correctement les variateurs

10. Exemple d'essais

Sur un karting 2 moteurs, il faut que les deux moteurs travaillent de façon identique. Or, les 2 moteurs ont des résistances internes et des forces électromotrices très légèrement différentes. Par conséquent, il faut jouer sur le paramétrage de l'accélérateur.

On peut voir sur la figure suivante les moteurs en charge avec plusieurs accélérations. Les mesures du moteur droit et gauche ont été mises l'un sur l'autre pour mieux observer les différences de commande entre les deux moteurs.

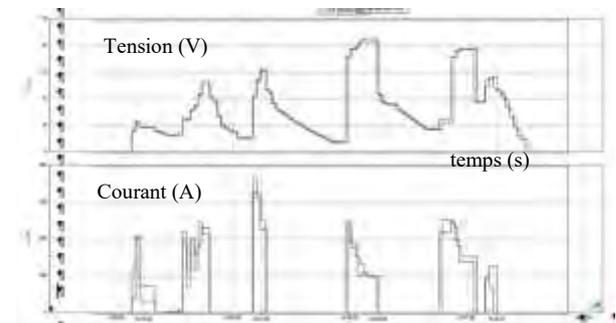


Figure 15 : Tensions et courants des deux moteurs DC lors d'essai sur pistes.

Les moto-variateurs vont être sollicités et refroidis différemment en fonction des lignes droites et des courbes du circuit, mais aussi en fonction des pignons choisis (Réduction de vitesse).

Donc, le paramétrage du courant maximum sera en fonction de ce refroidissement et des ventilations forcées. Sur le tableau 4, on peut observer les différentes valeurs des constantes de temps en fonction du courant max mais aussi en fonction du réducteur de vitesse.

Tableau 4 : Mesure des dynamiques du karting

Pour $U_{\max}=72V$ $I_{\max}=\text{=}$	réduc tion	Inertie $kg.m^2$	V_{\max} km/h	temps(s) 63% V_{\max}
250A	44/30	1.9	110	70km/h 11.2s
500A	44/30	1.9	110	70km/h 5,5s
1000A	44/30	1.9	110	70km/h 2,7s
500A	44/15		56	35 km/h 1,36s

Par conséquent, le nombre d'essais est très important pour connaître les dynamiques du véhicule. Il y a aussi les essais sur le freinage (distance d'arrêt en fonction d'une vitesse initiale). Ces essais dépendent aussi du type de pneus. Ces essais permettent aux étudiants d'être

méthodique et de comprendre les problématiques des motorisations et de leurs limites.

11. Matériels utilisés

L'électronique utilisée est très hétéroclite pour réaliser des instrumentations, des chargeurs de batteries, des variateurs. Il y a tous types de microcontrôleurs classiques, mais aussi du FPGA.

Des cartes Arduino ou NI myRIO [14] sont fortement utilisées. Le NI myRIO très compact, permet de faire du temps réel avec ses périphériques intégrées et son logiciel intuitif (labview) permet aux étudiants de pratiquer une ingénierie rapide et fiable par rapport à une programmation en C.

Les données (consommation, BMS, température...) sont enregistrées dans les dataloggers (carte SD) ou envoyées par wifi ou par ondes hertziennes dans les stands.

L'association e-kart a fait un catalogue pour des achats groupés de différents types de motorisations et de variateurs (Exemples de fabricant de variateurs SEVCON et Alltrax)

Le travail important des étudiants sur ces variateurs est de paramétrer correctement le variateur en fonction de son moteur. De même pour les batteries Lithium, il faut les caractériser et paramétrer correctement les chargeurs.

12. Conclusion

L'étude et la réalisation d'un véhicule électrique est un très bon support pédagogique pour nos étudiants de génie électrique et mécanique.

Cet article a permis de prouver que les karts électriques ont les mêmes dynamiques que les karts thermiques de compétition avec une autonomie honorable (30 minutes). De même, le temps de charge est très court, de l'ordre de 10 minutes pour des batteries au plomb et inférieur à une heure pour les batteries Lithium.

Le prix d'un kart électrique est compris entre 4000 et 9000 € en fonction des technologies utilisées. Or, Le prix d'un kart thermique de compétition est de 9000 €.

Le prix de la consommation électrique est 5 fois plus faible que celui de l'essence et le moteur électrique demande bien moins d'entretien que son homologue thermique.

Les étudiants sont très motivés avec ce type de projet car ils se sentent utiles en répondant à une demande de notre société qui veut minimiser notre impact sur la planète et améliorer notre futur énergétique.

Le challenge pédagogique e-kart a une volonté de partager le savoir faire de chacun pour faire profiter tout le monde. D'ailleurs chaque équipe doit fournir un

dossier et un bilan de leurs choix technologique, ainsi qu'un poster.

Bibliographie

- [1] A. SIVERT, T. LEQUEU, "Je construis mon véhicule électrique", édition Dunod, 2013, 140 pages.
- [2] A. SIVERT, F. BETIN, J.P. BECAR, T. LEQUEU, "Do electric go-karts are getting better than gas powered ones?", Conference EVER MONACO, mars 2012. 6 pages.
- [3] J.P. BECAR, T. LEQUEU, S. COLTON, "An Electrical Go-Kart for Project Based Learning Platform" EVER 2011.
- [4] A. SIVERT, F. BETIN, J.P. BECAR, "A Fuzzy Logic Application for Go-Kart: a Battery Charger", EVER 2011.
- [5] E. ARMANDO, B. BOAZZO, P. GUGLIELMI, "Bull-ET: an High Performance Electric Kart", EVER 2011.
- [6] T. LEQUEU, B. BIDOGLIA, Y. DERRIEN, N. GODEFROY, "Two Examples of Pedagogical Applications of Electrical Go-Karts", EPE 2007, Denmark, 9 pages.
- [7] Bertrand CHAUCHAT « Charger integrated batteries for electric vehicle» thesis 28 Novembre 1997 POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE
- [8] T. Soeiro, T. Friedli and J. W. Kolar "Three-Phase High Power Factor Mains Interface Concepts for Electric Vehicle Battery Charging Systems" Proceedings of the 27th Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2012), Orlando Florida, USA, 02, 2012.
- [9] Joachim Skov Johansen "Fast-Charging Electric Vehicles using AC" Technical University of Denmark Thesis, 09.2013
- [10] Site web de l'Association e-Kart : <http://www.e-kart.fr>.
- [11] Site web des réalisations de véhicules électriques de l'IUT GEII de l'Aisne : <http://aisne02geii.e-kart.fr/>, 2014.
- [12] IUT en ligne <http://www.iutenligne.net/ressources/un-support-pedagogique-pluritechnologique-le-kart-electrique.html>, 2013.
- [13] http://www.ev-fun.eu/?page_id=469
- [14] <http://www.ni.com/myrio/f/>

Production d'énergie autonome par Diesel Alternateur

Didier DUJARDIN,

Professeur au Lycée des Métiers PAUL LANGEVIN de la Seyne sur mer ; didier.dujardin@ac-nice.fr

Didier NILLY

Elève Ingénieur en systèmes électriques à l'EICNAM, didiernilly@orange.fr

Christophe BOUTINAUD

Ingénieur de développement et gérant de la société INTER-ACTION (www.inter-action.fr ; contact@inter-action.fr)

Résumé : Dans les milieux industriels, la disponibilité de l'énergie électrique est une contrainte importante. Une perte d'énergie entraîne automatiquement des pertes d'exploitation difficilement récupérables. La plupart des entreprises dont le processus de fabrication ne supporte pas la coupure d'énergie font appel à des générateurs d'énergie de type Diesel-Alternateur. Dans cet article, nous montrerons le principe de base d'un diesel alternateur industriel associé à des régulateurs. Puis nous développerons une application pédagogique sous la base d'un travail pratique et d'une simulation qui permettent de s'entraîner à « coupler » des alternateurs et répartir les charges.

1. La génération d'énergie par Diesel Alternateur

L'alternateur utilise le principe de FARADAY : « Toute variation de flux crée dans un circuit électrique une FEM ». C'est sur ce principe qu'il est possible de construire petit à petit des alternateurs de plus en plus performants.

1.1 Idée de base :

Pour produire le champ magnétique nécessaire à créer un flux dans un circuit magnétique, on peut utiliser un aimant. Conformément à la loi de FARADAY, il faut faire varier le flux. Ainsi, en mettant en rotation un aimant près d'une bobine (qui elle restera fixe), il apparaîtra une FEM de forme sinusoïdale aux bornes de la bobine (figure 1).

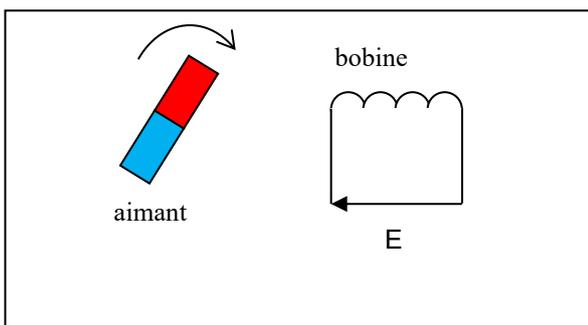


Figure 1 : principe de base d'un alternateur

Il est important pour la suite d'utiliser un vocabulaire technique pertinent :

- L'aimant est un inducteur
- La bobine est un induit

L'aimant crée un champ magnétique. Les lignes de champ traversant la section droite de la bobine sont à

l'origine du flux inducteur. Un système (Diesel) permet de faire tourner l'aimant sur lui-même afin de créer la variation de flux. Ainsi la FEM E de fréquence f créée dépend de la vitesse n du Diesel ($f = p.n$).

La FEM va dépendre à la fois de la vitesse de rotation de l'aimant mais aussi de la valeur du flux traversant la bobine. L'aimant créant une induction de valeur fixe, il sera alors difficile de régler la tension E sans toucher à la fréquence f .

Pour découpler les réglages, il faut alors remplacer l'aimant par un électro-aimant parcouru par un courant continu. Cela permettra de régler le flux capté par la bobine donc la tension E , sans pour autant modifier la fréquence f . L'électro-aimant constituant les pôles magnétiques et entraîné en rotation, sera appelé « roue polaire ».

Ainsi, deux formules suffisent pour synthétiser le principe :

$$E = K.f.\Phi_{\max}$$

avec

K : coefficient dépendant de la construction de la machine,

Φ_{\max} = flux max sous un pôle de la roue polaire

f = fréquence de la tension E .

$$f = p.n$$

f = fréquence du réseau,

p = nombre de paires de pôles de la roue polaire

n la vitesse de rotation du diesel en tr.min^{-1} .

1.2 Excitation de l'alternateur

On parle d'un système d'excitation comme étant le moyen technique permettant d'alimenter la roue polaire en courant continu. Le système le plus simple est l'utilisation de bagues et de balais. Ainsi, une source de courant continu réglable est directement amenée sur la roue polaire afin de contrôler la tension de sortie de l'alternateur (figure 2).

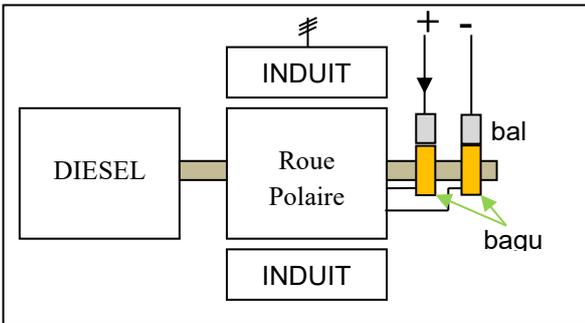


Figure 2 : alternateur avec balais-bagues

1.2.1 Alternateur à excitation avec machine à courant continu

Il s'agit d'une ancienne technologie. Le courant continu est alors fourni par une génératrice à courant continu (MCC). Pour régler l'excitation, il suffit de régler l'inducteur de la génératrice à courant continu à excitation indépendante (figure 3).

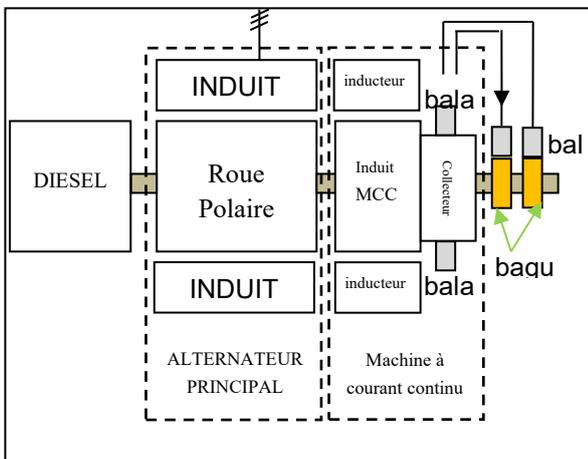


Figure 3 : alternateur à excitation à génératrice à courant continu

L'inducteur de la MCC est alimenté par un courant continu provenant d'un régulateur. Le système balais-collecteur de la MCC fournira le courant continu aux balais du système bagues-balais afin d'alimenter la roue polaire. Ce système nécessite une maintenance importante à causes de l'usure des balais et des problèmes de commutation ; il n'est aujourd'hui plus fabriqué.

1.2.2 Alternateur sans bagues ni balais

Dans une machine à courant continu, les FEM induites dans le rotor sont alternatives. C'est le système balais-collecteur qui joue le rôle de redresseur mécanique. En installant sur l'arbre une excitatrice composée d'un induit tournant triphasé et d'un inducteur fixe, on réalise une source triphasée. Pour obtenir une source continue, il suffit d'utiliser des diodes tournantes montées sur l'arbre. Cette excitatrice est aussi appelée Alternateur Inversé : l'induit tourne et l'inducteur est fixe. Pour l'alternateur principal c'est le contraire (figure 4) !

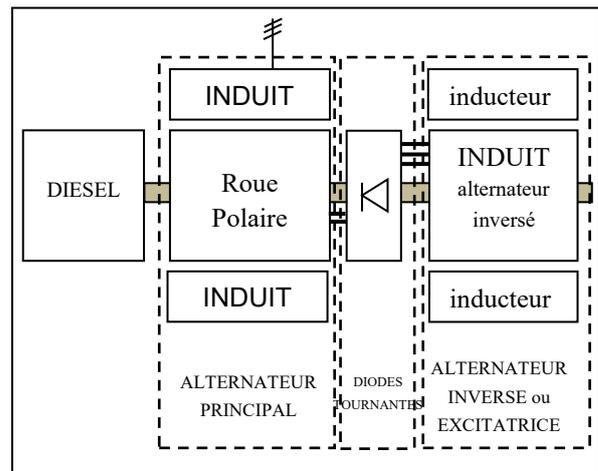


Figure 4 : alternateur sans bagues ni balais

Les diodes tournantes sont en général situées en bout d'arbre afin de les rendre accessible facilement pour le nettoyage, et réaliser rapidement une maintenance curative. L'induit de l'alternateur inversé est triphasé afin que la tension de sortie du pont ait une ondulation la plus faible possible. La roue polaire ayant des propriétés inductives, le courant sera alors lissé naturellement sans avoir à y insérer un système complémentaire de filtrage.

1.2.3 Auto-excitation

1.2.3.1 Introduction

Le montage précédent nécessite une source supplémentaire permettant d'alimenter le système d'excitation. On peut s'affranchir de cet inconvénient en réalisant une auto-excitation. Lorsque l'induit de l'alternateur fournit une tension au réseau. En la mettant en forme, il est alors possible d'alimenter le système d'excitation.

1.2.3.2 Principe du compoundage

La réalisation de l'auto-excitation doit tenir compte de la régulation de tension. Pour réaliser une régulation simple, on peut utiliser le principe du « compoundage ». Ce type d'excitation porte alors le nom d'ESC =

Excitation Statique Compound. La figure 5 illustre ce montage :

- 1- Roue polaire
- 2- Inductance à entrefer variable
- 3- Primaire 1 du transformateur
- 4- Primaire 2 du transformateur
- 5- Secondaire du transformateur
- 6- Pont de diodes

Dans cette partie, on étudiera un système avec bagues et balais.

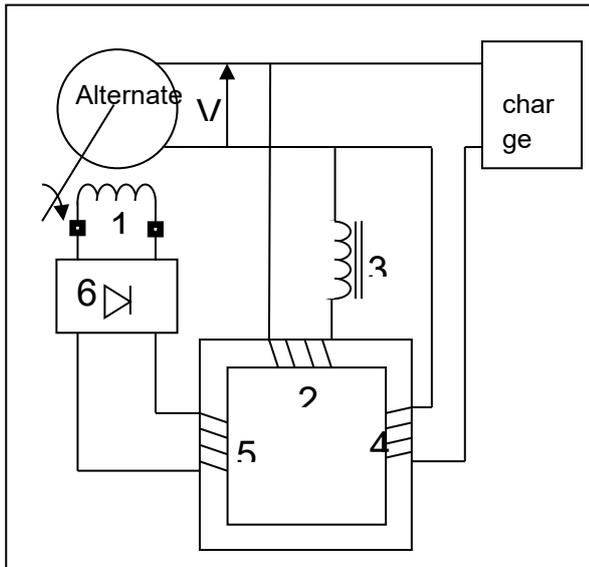


Figure 5 : Excitation Statique Compound

Pour alimenter la roue polaire [1], on utilise un transformateur avec un primaire [2] alimentée par le réseau via une inductance à entrefer variable [3]. L'enroulement [4] est un enroulement parcouru par le courant de la charge. Ces enroulements créent un champ magnétique capté par l'enroulement secondaire [5]. La tension de l'enroulement secondaire [5] sera redressée par le pont de diode [6] et envoyée à la roue polaire [1].

L'impédance interne de l'alternateur est responsable de la chute de tension lorsque la charge demande de l'énergie. La tension du réseau alimentant l'enroulement [2], et la tension du secondaire [5] diminueront un peu. Pour compenser ce phénomène dû à la charge, on ajoute un enroulement [4] qui, lorsque le courant augmente, permet de compenser cette chute de tension. C'est une régulation grossière, mais efficace. Le réglage de la tension à vide de l'alternateur se fait par l'intermédiaire de l'inductance à entrefer variable [3] (figure 6).



Figure 6 : Inductance à entrefer variable

L'inductance est formée à l'aide d'un circuit magnétique de forme E fermé par un circuit en I. Des cales en plastique permettent de régler l'entrefer, donc la valeur de l'inductance. Ceci permet de régler la tension à vide de l'alternateur. Le réglage s'effectue une seule fois. Un serrage de l'ensemble évite le dérèglement.

Pour simplifier, l'inductance se représente comme étant un circuit simple avec un entrefer (figure 7).

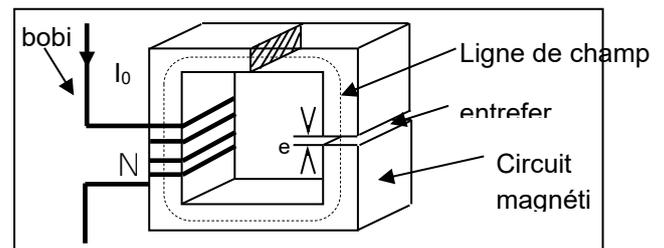


Figure 7 : Modélisation simple d'une inductance à entrefer variable

La valeur de l'inductance L est égale à :

$$L = \frac{N^2}{\frac{l - e}{\mu_0 \times \mu_r \times S} + \frac{e}{\mu_0 \times S}}$$

μ_0 = perméabilité de l'air (vide)

μ_r = perméabilité relative

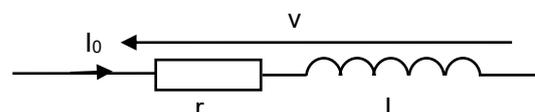
S = section droite

N = nombre de spire

l = longueur de la ligne de champ moyenne

e = entrefer

L'inductance peut alors se modéliser par :



$$I_0 = \frac{V}{\sqrt{r^2 + (L\omega)^2}}$$

En diminuant l'entrefer, L augmente, I_0 diminue, et avec lui la valeur de la tension de sortie de l'alternateur.

En augmentant l'entrefer, L diminue, I_0 augmente, et avec lui la valeur de la tension de sortie de l'alternateur.

Bien entendu, l'enroulement [4] doit aussi être bien choisi de manière à ne pas trop surcompenser, ou trop sous-compenser la tension lorsque la charge varie. On obtient d'assez bons résultats : une régulation à $\pm 5\%$.

1.2.3.3 Excitation Statique Compound à Régulateur de Tension (ESCRT)

L'idée de base consiste à intégrer au montage précédent un régulateur pour affiner les réglages de la tension lorsque la charge varie, surtout à pleine charge. Pour atteindre cet objectif, on va tout simplement intervenir au niveau du transformateur.

Pour ce faire, le régulateur va gérer le flux à travers le circuit magnétique du transformateur en jouant sur la saturation du matériau, en appliquant un signal continu sur l'enroulement de saturation 7.

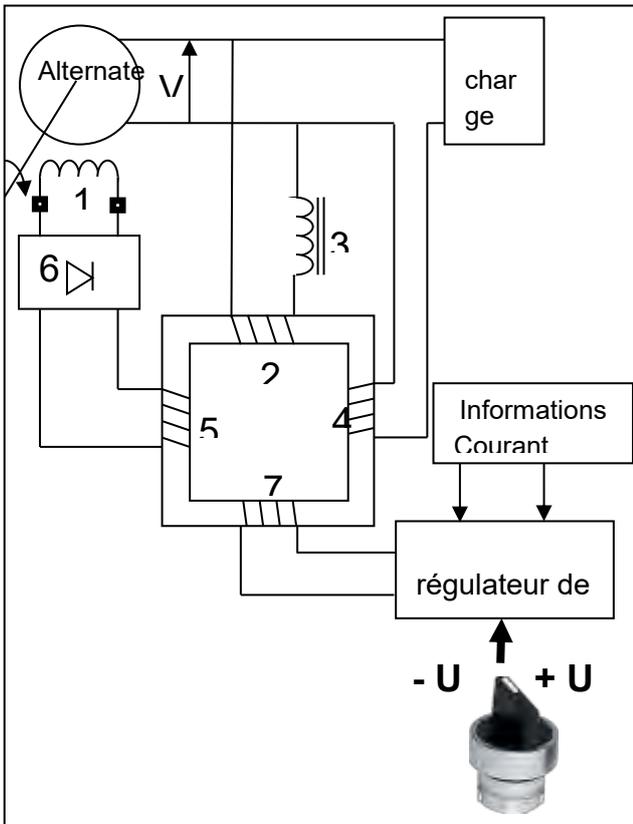


Figure 8 : Excitation Statique Compound Régulation Tension

La forme d'onde de sortie du transformateur (enroulement [5]) est modifiée. La valeur efficace change (figure 9). L'action du régulateur s'ajoute à l'action de l'ESC, ce qui permet d'affiner la régulation et surtout de pouvoir régler la tension en intervenant sur le régulateur par deux boutons +U et -U permettant de régler la consigne (très utile pour coupler plusieurs générateurs ensembles).

Un essai à vide (figure 9) et en charge (figure 10) permet de se rendre compte des formes d'onde de la tension à la sortie du transformateur (2) et de la tension du régulateur (1).

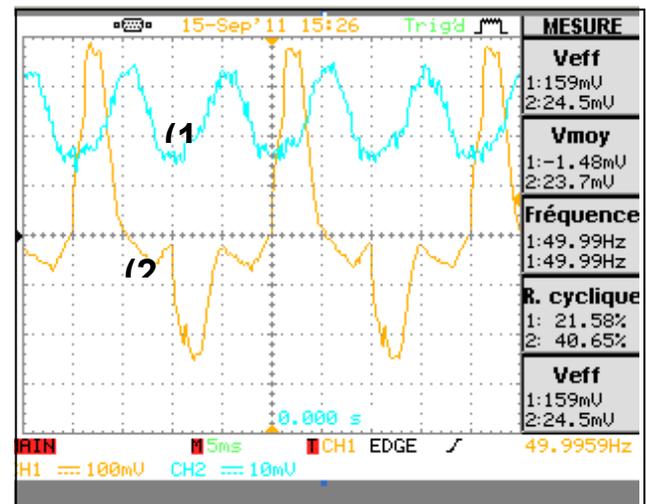


Figure 9 : Formes d'onde sans charge (à vide) avec régulateur Jeumont-Schneider

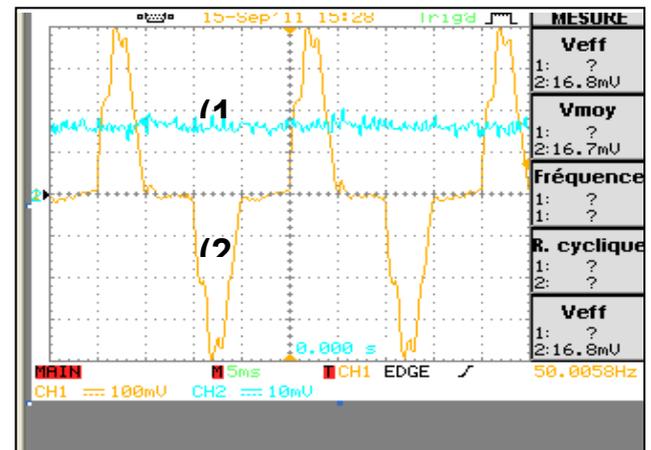


Figure 10 : Formes d'onde en charge avec régulateur Jeumont-Schneider

On observe que la partie négative de la tension de sortie du transformateur entre l'essai à vide et en charge est différente. En charge, l'allure de la tension de sortie est pseudo sinusoïdale. La saturation est plus faible, la partie négative de la tension a une surface plus importante augmentant ce qui augmente sa valeur efficace. Ceci permet d'ajuster la tension de sortie de

l'alternateur a une valeur plus importante en compensant la chute de tension interne.

C'est de cette manière que le régulateur fonctionne. Bien entendu, les formes d'ondes sont perturbées mais la fonction de régulation est assurée.

1.2.4 Auto-excitation et alternateur sans bagues ni balais

Pour aller plus loin en intégrant la régulation à l'auto-excitation et à un alternateur sans bagues ni balais, on utilise des systèmes du type Excitation Régulée en Tension à Contre Réaction (ERTCR). Ce type d'excitation nécessite d'incorporer à l'alternateur inversé des bobinages complémentaires. Le schéma de principe illustre son fonctionnement (figure 11).

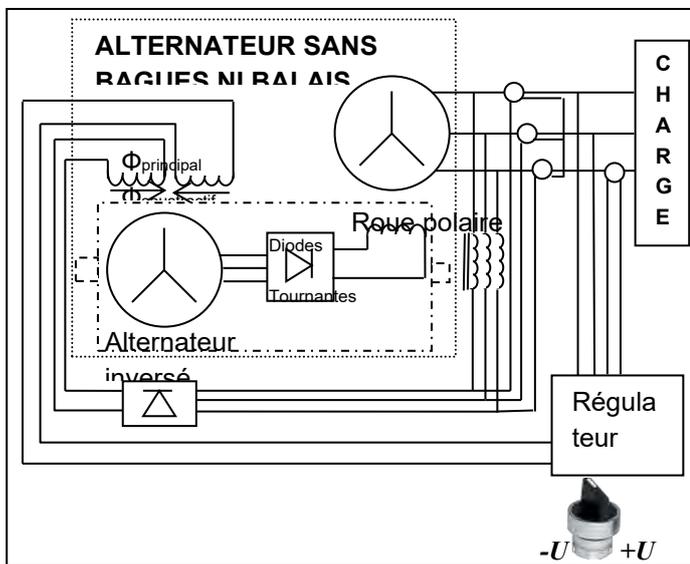


Figure 11 : Excitation Régulée en Tension à Contre Réaction

Basé sur un alternateur sans bagues ni balais, ce dispositif dispose de deux inducteurs pour l'alternateur inversé :

- Un inducteur récupérant l'énergie du réseau tout en étant « compoundé » pour tenir compte du courant dans la charge. Il crée un flux principal, et peut être réglé à vide par l'inductance à entrefer variable.
- Un inducteur récupérant l'action du régulateur et de la consigne de l'exploitant (+U ; -U). Il crée un flux soustractif.

Les inducteurs ont des actions opposées. Dans ce type de montage, si un défaut du régulateur apparaît, la tension du réseau diminuera et fera déclencher les protections par manque de tension des disjoncteurs.

1.2.5 Amorçage de l'alternateur

L'auto-alimentation présentée dans les montages précédents ne peut fonctionner que s'il existe au départ une tension en sortie de l'alternateur. C'est un phénomène bien connu en magnétisme qui permet d'amorcer le système : le phénomène de rémanence qui existe dans tous les matériaux magnétiques. La roue polaire, qui est dans la plupart des cas constituée de pôles saillants, est constituée d'un matériau magnétique rémanent. Lorsque la roue polaire est entraînée et que la rémanence des pièces polaires existe, il apparaîtra une petite tension sur l'induit de l'alternateur qui sera mis en forme pour alimenter l'inducteur de l'alternateur inversé. Celui-ci fournira à son tour une tension au pont de diodes, puis à la roue polaire. La tension de l'induit augmentera : l'ensemble s'amorce.

Il se peut que le champ rémanent des pièces polaires se soit atténué, empêchant alors l'amorçage. Il faut alors intervenir sur le régulateur, soit par action d'un bouton d'amorçage, soit par action sur la carte électronique en insérant quelques volts par l'intermédiaire d'une petite batterie d'au moins égale à 4,5V en pratique.

1.3 Alternateur Haute Tension

L'auto-alimentation via un alternateur Haute Tension est un peu délicate à cause de la difficulté à respecter les contraintes d'exploitation de la Haute Tension. Il faut alors repenser le système.

1.3.1 Principe

Pour abaisser la tension afin de permettre l'auto-alimentation, on peut penser à utiliser un transformateur. Mais cette solution augmentera le prix de l'ensemble de manière non négligeable. Les constructeurs ont alors pensé à réaliser un bobinage supplémentaire intégré dans le bobinage de l'induit de l'alternateur principal. C'est ce qu'on appelle le bobinage auxiliaire (Auxiliary Winding : AW, figure 12).

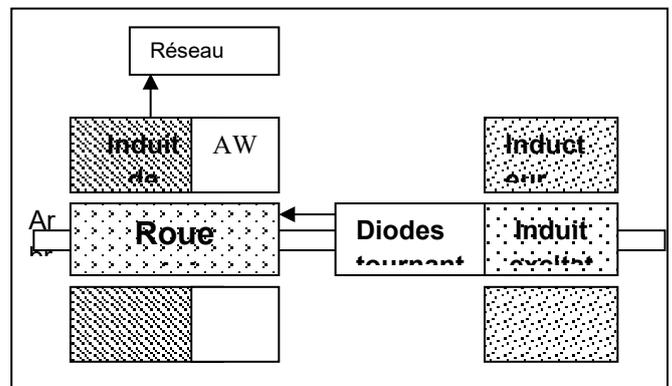


Figure 12 : Schéma de principe d'un alternateur HT

Le bobinage AW est un bobinage Basse Tension. Cette tension sera une source de tension qui sera traitée par un

régulateur. Elle permettra d'auto-alimenter l'inducteur de l'excitatrice, mais aussi d'assurer la régulation.

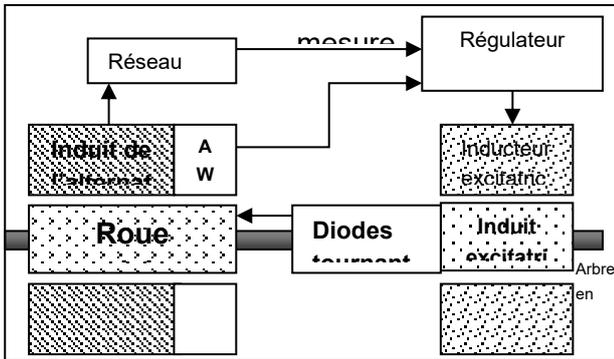


Figure 13 : Schéma de principe avec un régulateur

Les régulateurs industriels permettent généralement de réguler la tension de manière très précise ($< 1\%$) et disposent de fonctions supplémentaires, comme la détection de claquage de diodes tournantes : lorsqu'une diode est défectueuse, la forme d'onde du courant absorbé par l'excitatrice est alors déformée. Une analyse harmonique réalisée par le régulateur permettra de repérer l'avarie.

2. Couplage d'alternateurs : Travail pédagogique

2.1 Introduction

Pour optimiser l'énergie, il est intéressant de ne pas créer un réseau électrique à partir d'une seule source (Diesel Alternateur). Si la puissance demandée est plus faible que la puissance disponible, le rendement général sera faible : il faut ajuster en permanence la production avec la demande. C'est pourquoi, en général dans une installation autonome, on voit des configurations à 2, 3 ou 4 Diesels Alternateurs. Ces sources doivent être couplées entre elles. L'apprentissage du couplage est difficile, car il faut connaître non seulement le fonctionnement de l'alternateur, mais aussi sa modélisation, son mode de commande, la gestion de la puissance active et réactive, statisme en tension, statisme en vitesse, etc... C'est ce travail pédagogique que nous allons vous présenter.

2.2 Etude de cas : couplage entre 2 générateurs

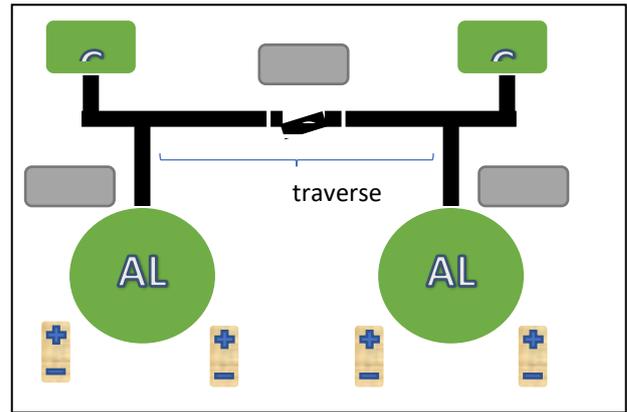


Figure 14 : Etude du couplage entre 2 générateurs

Afin de bien comprendre les phénomènes mis en jeu, nous n'utiliserons pas de régulateur. Leur rôle sera joué par les apprenants. Ils devront régler, coupler et répartir les charges.

2.2 Modélisation simple

Pour contrôler un alternateur il faut avoir un modèle comportemental simple : c'est le schéma de Behn-Eschenbourg (figure 15) qui est choisi. On négligera la valeur de la résistance d'une phase par rapport à la valeur de la réactance synchrone X_s .

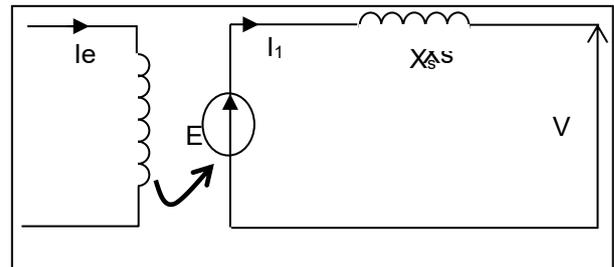


Figure 15 : Modèle équivalent d'une phase

De ce schéma, on peut tracer le diagramme de Behn-Eschenbourg (figure 16).

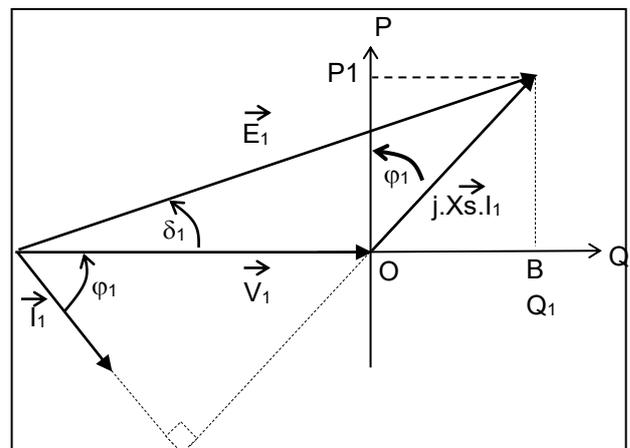


Figure 16 : Tracé du diagramme vectoriel

φ_1 est le déphasage de la charge qui dépend de la charge qu'alimente l'alternateur.

δ_1 est l'angle interne ou angle de charge.

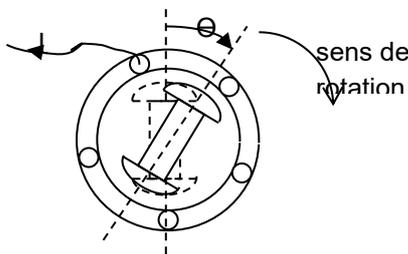
E_1 est la FEM de l'alternateur, réglable grâce au courant I_e (courant d'excitation de la roue polaire).

V_1 et I_1 sont la tension et le courant absorbés par la charge.

On remarquera que le segment OA représente une image de la puissance active P_1 débitée, et OB une image de la puissance réactive Q_1 .

L'opérateur qui doit gérer l'énergie dispose d'un bouton permettant de régler la vitesse par le bouton +Vite / -Vite (vitesse 1). Il peut aussi régler la tension par un bouton +U / -U (tension 1). Idem pour la vitesse 2 et la tension 2.

Un appui sur le bouton plus vite (+ Vite) fait accélérer l'alternateur qui prendra de la charge.



Explication : La figure en pointillé montre la position de la roue polaire lorsque l'alternateur est simplement connecté au réseau sans fournir d'énergie active (il est dit flottant). La roue polaire et le champ tournant tourne à la même vitesse (le champ tournant est dépendant de la fréquence du réseau sur lequel l'alternateur est couplé).

Lorsque l'opérateur agit sur la vitesse du diesel, la roue polaire a tendance à accélérer. La roue prend donc de l'avance par rapport à sa position à vide, le réseau ne changeant pas de fréquence, le champ tournant reste à la même vitesse. Il y a pendant un court instant une marche en asynchrone, qui est contre nature. La machine synchrone s'oppose à l'accélération de la roue polaire. Pour ce faire, l'induit va voir son courant augmenter afin de créer une force telle que la roue polaire se resynchronise. Entre les deux positions (à vide, en charge), l'angle interne θ a augmenté. Remarque : pour une machine bipolaire $\theta = \delta$, l'angle interne mécanique est identique à l'angle interne électrique, ce qui fait la correspondance entre le diagramme vectoriel électrique et l'angle mécanique.

On peut alors conclure par : lors d'une action sur +Vite, l'alternateur prend de la charge et l'angle interne (électrique) augmente (visible sur le diagramme de Behn-Eschenburg)

2.3 Statisme en vitesse

Le statisme en vitesse est nécessaire lorsqu'on désire répartir les charges actives entre les deux alternateurs. Pour ce Travail Pratique, nous avons utilisé une machine à courant continu à excitation séparée pour entraîner l'alternateur. En agissant sur son excitation, nous pouvons régler la vitesse (+Vite ; -Vite). Le statisme est la pente de la vitesse en fonction de la puissance active $N=f(P)$. Cette pente ne doit pas être nulle ; une pente de 3 à 4 % est idéale.

Les deux machines électriques utilisées sont deux moteurs à courant continu disposant d'un statisme naturel. Les machines sont quasiment identiques, mais ce n'est pas forcément nécessaire. Le statisme de ces deux machines est représenté figure 17.

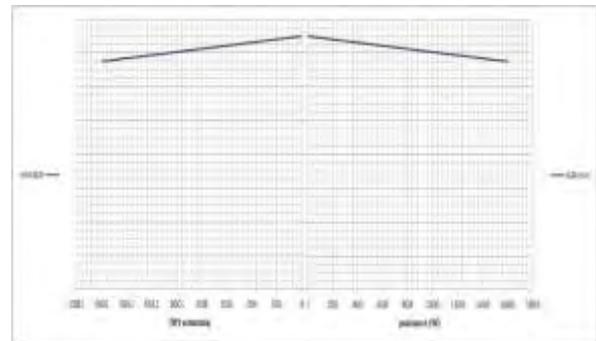


Figure 17 : statisme en vitesse

Lorsque la charge augmente, la vitesse diminue naturellement. C'est un comportement sain pour une machine électrique. Ceci permettra à la puissance active de se répartir de manière équitable entre les deux machines.

2.4 Statisme en tension

Le statisme en tension est nécessaire lorsqu'on désire répartir les charges réactives entre les deux alternateurs. Pour ce Travail Pratique, la roue polaire de l'alternateur est directement alimentée par une source via un rhéostat. En agissant sur l'excitation de l'alternateur, nous pouvons régler la tension (+U ; -U). Le statisme est la pente de la tension en fonction de la puissance réactive $U=f(Q)$. Cette pente ne doit pas être nulle ; une pente de 3 à 4 % est idéale.

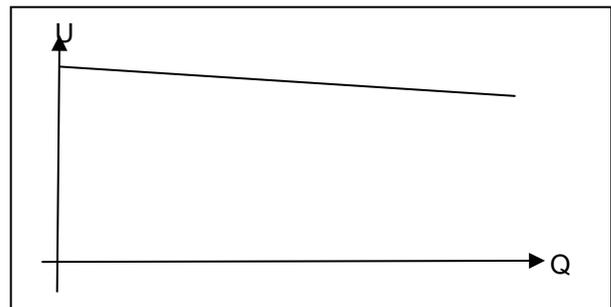


Figure 18 : Statisme en tension

Lorsque la charge change, la puissance réactive change et donc le cosinus phi.

2.5 Mode opératoire

2.5.1 Couplage

L'opérateur agit sur les réglages de la vitesse de la tension afin d'obtenir une égalité presque parfaite de tension et de fréquence. Cependant, en réalité, on accepte que l'alternateur qui est à coupler sur le réseau tourne un peu plus vite et qu'il ait une tension légèrement supérieure afin de s'assurer de la stabilité de celui-ci lorsqu'il sera couplé. En effet, un alternateur flottant (qui n'a pas de charge) peut basculer à tout moment vers un fonctionnement en Moteur et entraîner le Diesel ! Ce « retour de puissance » serait immédiatement observé par le boîtier de protection et déconnecterait l'alternateur du réseau (mesure du cosinus phi qui deviendrait négatif).

La table de montage est présentée figure 19.



Figure 19 : Vue générale des appareillages

Le boîtier (figure 20) permettant le couplage est de fabrication « maison ». C'est l'association de lampes pour la visualisation de la synchronisation (tension différentielle des sources), et d'un contacteur de couplage. Deux disjoncteurs de protection assurent la protection en courant lors d'un mauvais couplage.



Figure 20 : boîtier de couplage

Deux essais de couplage sont réalisés :

- Essai à tension et fréquence identiques, et démonstration de la possibilité du retour de puissance pour un alternateur flottant (la moindre erreur peut amener à ce fonctionnement).

- Essai à tension et fréquence un peu supérieures, et démonstration de la stabilité de la machine. Les puissances sont maîtrisées (l'erreur est rattrapable car on peut observer les aiguilles des instruments de mesure qui évoluent dans le mauvais sens).

2.3.2 Prise de charge d'un alternateur

Les alternateurs étant couplés (l'alternateur 2 a presque toute la charge, l'alternateur 1 en a un peu), on va procéder à la prise de charge de l'alternateur 1 afin d'obtenir le point de fonctionnement optimal, c'est-à-dire une égalité de la répartition des puissances actives et réactives.

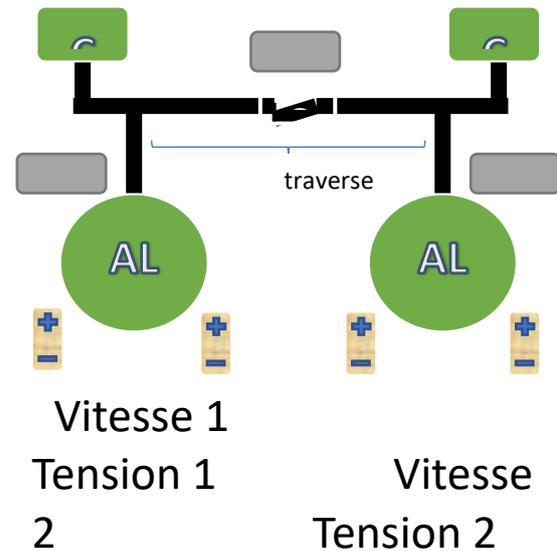


Figure 21 : Scénario du couplage entre deux sources

Pour prendre la charge, il faut alors appuyer sur le bouton +Vite de l'alternateur 1. Cependant, un phénomène apparaît, c'est que le cosinus phi de l'alternateur 1 change. S'il évolue trop il peut devenir « capacitif », c'est-à-dire que l'alternateur devient récepteur au niveau de la puissance réactive. L'alternateur 2 débite alors beaucoup de puissances, au risque d'un déclenchement de la traverse. Il est donc de coutume de toucher à la fois à la vitesse, mais aussi aux tensions. L'idéal étant de faire -Vite sur l'alternateur 2 et +Vite sur l'alternateur 1, tout en manipulant les +U et -U afin d'essayer de rester dans un cas où $\cos \phi_1$ et $\cos \phi_2$ sont égaux.

En général pour les étudiants, ce n'est pas facile d'appréhender ces notions, il est alors indispensable de faire une démonstration à partir du diagramme de Behn-Eshenbourg (figure 22).

X

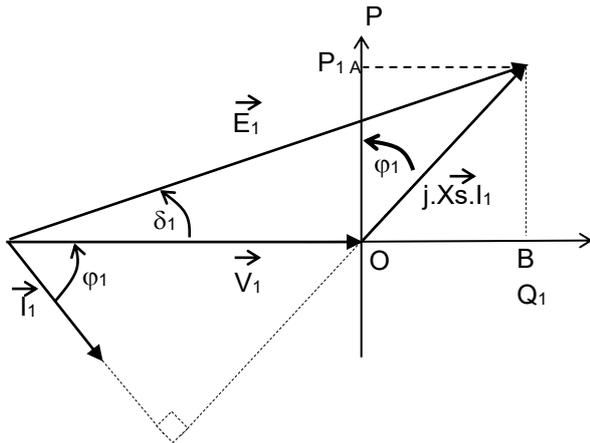


Figure 22 : le diagramme avant prise de charge.

L'appui sur +VITE fait que la roue polaire se décale un peu plus, et l'angle interne augmente ($\delta_1 \nearrow$). Mais puisque personne n'a touché au réglage de la tension, (E_1 reste constant), alors le point de fonctionnement X se déplace pour atteindre le point X' selon la figure 23 :

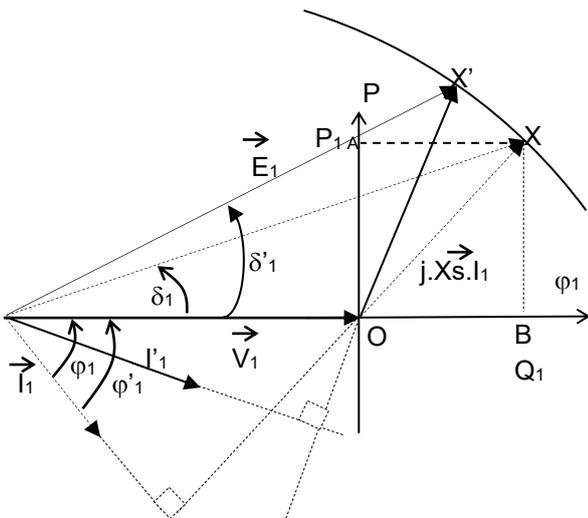


Figure 23 : modification du point de fonctionnement par appui sur +VITE.

D'après ce diagramme, on voit que la puissance P active augmente, que la puissance réactive Q diminue, et le déphasage augmente faisant que le $\cos \phi$ diminue. Le risque est de voir passer le courant en avance de phase sur la tension traduisant un fonctionnement « capacitif ».

Pour empêcher de passer en « capacitif », il faut en même temps augmenter la FEM E_1 donc faire +U.

Cette partie n'a d'autres objectifs que de montrer aux étudiants qu'il faut agir à la fois sur la vitesse et sur la tension et ceux en même temps sur les deux alternateurs. Le réglage du point de fonctionnement se fera petit à petit, en agissant dans le même sens, pour chaque alternateurs. Les différents points de fonctionnement

seront tracés sur un diagramme vierge des statismes (figure 17).

2.3.2 Autres manipulations

Le retour de puissance (alternateur qui passe en moteur) d'un alternateur est le fonctionnement qu'on essaye absolument d'éviter car il peut entraîner un black-out (perte d'énergie). Avec les analyseurs de réseau, il est possible de faire observer aux étudiants les puissances et le $\cos \phi$, afin de comprendre comment le boîtier de protection peut détecter ce mode de fonctionnement.

Le montage est celui de la figure 24. Il faut raccorder un Ampèremètre sur l'induit du moteur à courant continu afin de montrer qu'il y a bien retour de puissance, et observer la baisse de ce courant. L'alternateur devenant moteur, il entraîne le moteur à courant continu, faisant que son courant absorbé diminue.

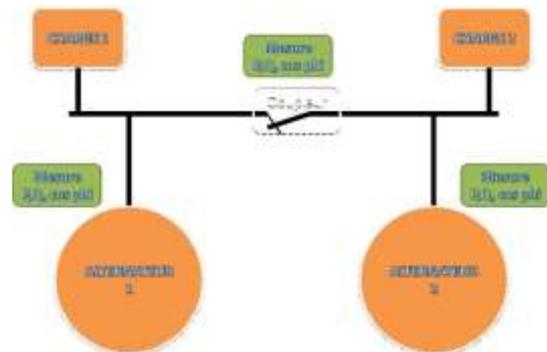


Figure 24 : Montage fonctionnement retour de puissance

Il faut pour cet essai, limiter le retour de puissance à environ 10 % de la puissance nominale de l'alternateur pour éviter que la machine synchrone ne décroche.



Figure 25 : Mesure avec le Qualistar

On voit effectivement que le DPF ($\cos \phi$) est négatif. Ceci étant, avec les conventions choisies par l'appareil Qualistar, on voit que la puissance réactive est capacitive. Ce n'est en fait pas le cas : c'est le choix qu'a fait le constructeur pour tenir compte des sens de

l'énergie, l'appareil étant normalement utilisé pour l'analyse d'une charge.

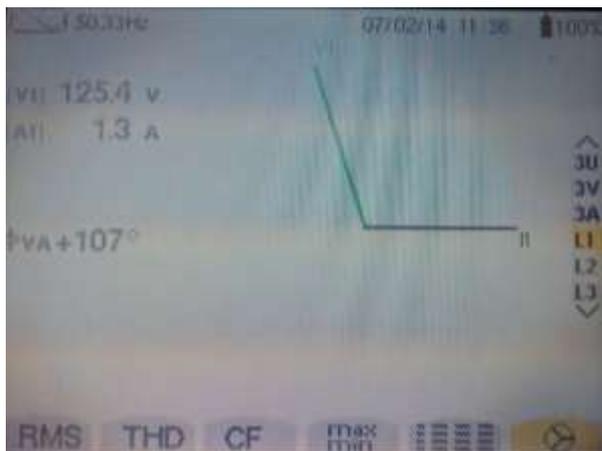


Figure 26 : Diagramme vectoriel du Qualistar

D'après le diagramme de FRESNEL de la figure 26, on voit effectivement que le courant est bien en retard sur la tension, et que le déphasage est supérieur à 90° , donnant un $\cos \phi$ négatif. Si on introduit ce $\cos \phi$ dans la formule de puissance de sortie d'un alternateur ($P = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos \phi$), la puissance est donc bien négative, c'est bien un retour de puissance.

Du côté du Moteur à courant continu, une mesure avant et après cette manipulation permet de montrer l'effet de ces échanges d'énergie :



Figure 27 : Diminution du courant continu de l'induit du moteur à courant continu.

Le courant du moteur à courant continu a diminué. La puissance mécanique provient alors à la fois du Moteur à courant continu mais aussi de l'alternateur qui fonctionne en moteur.

2.3.3 Conclusion sur les manipulations

Pour former un bon opérateur de gestion d'énergie dans un ensemble autonome, il faut qu'il ait à la fois des connaissances technologiques et scientifiques. Une mise

(*1) : maquette réalisée et distribuée par la société INTER-ACTION

évidente les réactions des machines. Pour y parvenir, il est nécessaire d'assembler le tout en travaillant sur un système réel dans le meilleur des cas. Ces manipulations peuvent aussi être simulées, c'est ce qui va être présentée à la partie suivante.

3. Maquette d'entraînement (1*) de manipulation sous LABVIEW

Les pré-requis pédagogiques du contrôle des générateurs étant acquises grâce aux manipulations précédentes, il faut maintenant passer à la réalité. Cependant, il n'est pas toujours possible de le faire. Pour faciliter l'entraînement, on va utiliser un simulateur réaliste, utilisant les boutons et voyants identiques à une usine électrique autonome. Pour simuler l'ensemble, nous utiliserons un pupitre avec boutons et voyants réels. L'ensemble est connecté via des interfaces et raccordées à une Interface Homme Machine installée sur un PC (voir figure 28). Ainsi il est possible de visualiser tous les paramètres électriques et mécaniques des deux générateurs ($\cos \phi$, tension, courant et fréquence). Chacun des générateurs dispose d'un modèle simpliste intégrant le statisme en tension et vitesse. L'opérateur dispose de boutons (+U ; - U) et (+VITE ; -VITE) permettant le réglage de la tension et de la fréquence afin d'effectuer couplage et répartition de charge. Les boutons poussoirs lumineux servent à effectuer le couplage.

Cette disposition est fidèle à ce qu'on pourrait retrouver dans les postes de contrôle d'une usine électrique. Elle permet alors à l'opérateur d'appréhender la pratique, en étant proche des conditions réelles.



Figure 28 : Platine de travail

Le simulateur a plusieurs modes de fonctionnement :

Mode autonome : Il s'agit d'un mode d'entraînement (élève seul) sans panne avec réinitialisation de la situation initiale s'il commet une mauvaise manipulation lors du couplage.

Mode poste seul avec enseignant : l'enseignant bascule sur un écran par mot de passe pour modifier les paramètres de fonctionnement et/ou générer de pannes.

Mode en réseau : jusqu'à dix postes élèves + poste professeur pour contrôler les manipulations et générer des pannes à distances.



Figure 29 : poste élève

L'enseignant dispose d'un panneau de contrôle et d'une panoplie de pannes.

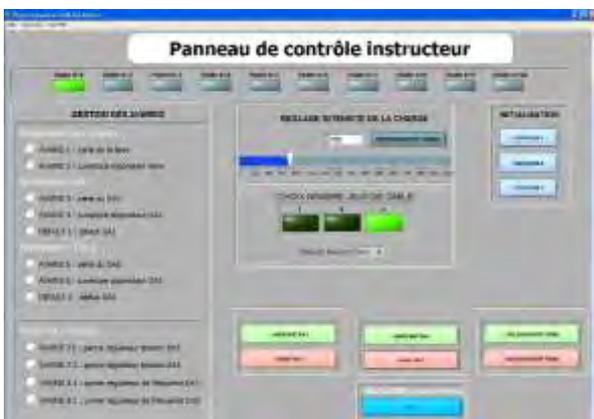


Figure 30 : poste enseignant

Cette maquette est programmée en langage LABVIEW, ce qui apporte une souplesse en cas de modifications futures de la maquette en fonction des besoins.

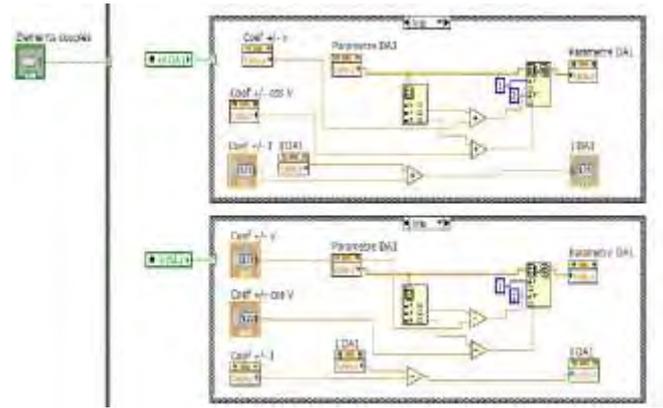


Figure 31 : Extrait du code sous LABVIEW

4. CONCLUSION

Le croisement entre compétences professionnelles et compétences scientifiques prend tout son sens avec la pratique pédagogique présentée dans cet article.

L'exploitant du réseau doit avoir à l'esprit un modèle suffisamment simple pour être utilisé sans calculs. Cela permet de guider les gestes professionnels. Les Travaux pratiques (TP et simulateur d'Inter-Action) permettent de mettre en pratique les couplages et la répartition de charge avec une grande rigueur. Cela aide l'opérateur à s'adapter rapidement et facilement à son environnement. Cela conditionne la qualité de la fourniture d'énergie.

Décodage de télégrammes KNX

Patrick DUBOIS et Julien SERRES

{patrick.dubois ; julien.serres}@ac-aix-marseille.fr

BTS Électrotechnique

Lycée Marie Madeleine Fourcade,

Avenue du groupe Manouchian BP 128

13420 GARDANNE

Résumé : Cet article présente une activité transversale en STI2D ayant comme support le standard KNX incluant la description d'une installation KNX, les propriétés des télégrammes KNX, ainsi que son décodage. Les activités proposées sont indépendantes de la nature des participants KNX pour qu'elles puissent s'adapter en fonction des différentes spécialités de la STI2D. Cette activité peut aussi être proposée pour former les techniciens supérieurs durant les essais de systèmes.

Mots clés : Trame KNX, bus de terrain, activité transversale

Abréviations : - KNX – KoNneX; - STI2D – Sciences et Technologies de l'Industrie et du Développement Durable ;

I. INTRODUCTION

L'enseignement technologique transversal introduit par la réforme des séries technologiques industrielles en 2010, doit permettre à tout élève de STI2D d'acquérir une formation polyvalente lui permettant par la suite de choisir l'une des quatre spécialités de la STI2D.

Dans cet esprit-là, nous proposons une activité transversale relative au bus de terrain KNX. La particularité du bus KNX par rapport aux autres bus de terrain [1-3], c'est tout d'abord sa modernité puis ses applications en domotique (gestion de l'énergie et de l'information) et au bâtiment, donc particulièrement bien adapté à la conduite d'activités transversales. Le bus KNX peut être aussi contextualisé en fonction des spécialités de la STI2D :

- le pilotage d'actionneurs ou de systèmes mécaniques (e.g., [4]) pour la spécialité ITEC,
- le pilotage de l'éclairage (e.g., passerelle DALI/KNX) pour la spécialité EE,
- la supervision de l'habitat pour la spécialité AC,
- l'instrumentation et le traitement de l'information pour la spécialité SIN.

Les objectifs de l'activité transversale que nous proposons sont de :

- comprendre l'organisation d'une installation KNX à partir de ressources documentaires (§ II.3),
- relever un télégramme KNX et mesurer chacune de ses propriétés (période, durée d'un bit, codage logique '0' et '1'..., § II.4),
- Décoder une trame KNX en l'analysant par morceaux (octet de contrôle, adresse expéditeur, adresse du destinataire, décodage des données..., § III.).

Les élèves disposent :

- d'une maquette exploitant un bus KNX [4],
- des schémas électriques de l'installation KNX,

- de ressources documentaires sous forme de diaporama décrivant le standard KNX,
- des appareils de mesure : oscilloscope, sonde d'isolement.

II. LE STANDARD KNX

II.1 Description

Le standard KNX est à la fois un bus de terrain et un protocole de communication (TP, PL, RF, et IP). KNX est aussi un standard universel pour toutes les applications relevant du domaine de la domotique et du bâtiment. Depuis novembre 2006, le standard KNX est décrit par la norme ISO/IEC 14 543-3-x et EN 50 090. Il est issu du regroupement de 3 standards européens BatisBUS, EIB, et EHS qui décidèrent en 2002 d'unir leur force sur le plan mondial autour d'une seule et même « association KNX » [5-7].

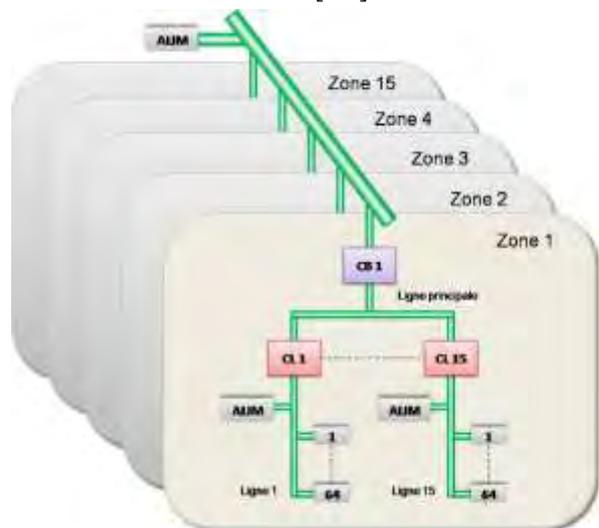


Figure 1 : Topologie d'une installation KNX.

II.2 Applications industrielles

Le standard KNX hérite des champs d'applications des 3 standards antérieurs et se positionne sur la gestion de :

- l'énergie,
- l'éclairage,
- l'ombrage (volets et stores),
- du chauffage, de la ventilation, et de l'air conditionné,
- l'automatisation et de l'accès à distance,
- la sécurité (capteurs, alarmes),
- l'interface homme machine, et visualisation.

II.3 Topologie d'une installation KNX

On s'intéresse dans un premier temps à la topologie d'une installation KNX, il s'agit de comprendre à l'aide des documents mis à disposition la structure d'une installation KNX (Fig. 1).

II.3.1) En vous aidant des documents mis à votre disposition, donner le nom des différents constituants d'un bus de terrain KNX sur la Fig. 1.

- ALIM : module d'alimentation
- CB : coupleur de zone
- CL : coupleur de lignes
- 1...64 : participants KNX
- Liaison entre zones : dorsale

II.3.2) En se référant à la Fig. 1, déduire le nombre maximum de participants du bus KNX.

- Une dorsale relie un maximum de 15 zones par l'intermédiaire de coupleur de zone (CB). Une zone comporte un maximum de 15 lignes reliées à la ligne principale par des coupleurs de ligne (CL). Une ligne permet de connecter un maximum de 64 participants. Le

nombre total de participants est donc de $15 \times 15 \times 64$, soit 14 400 participants possibles sur l'installation représentée sur la Fig. 1.

II.3.3) En vous aidant de la maquette mis à votre disposition, identifier les différents participant du bus KNX.

- BP double poussoir ; passerelle USB KNX N148 ; passerelle DALI KNX N141, par exemple, mais cela dépendra de la maquette d'étude choisie.

II.3.4) Quelle est la nature de l'alimentation ALIM d'un bus KNX ?

- L'alimentation bus KNX N125 distribue une tension constante de 29 V.

II.3.5) En vous aidant de la documentation fournie, donner l'allure physique d'un niveau logique '0' et d'un niveau logique '1' sur un bus KNX.

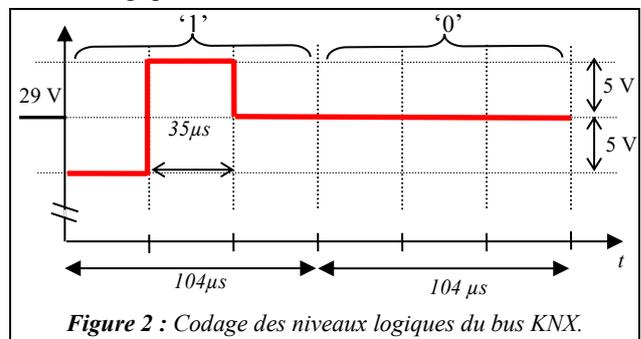


Figure 2 : Codage des niveaux logiques du bus KNX.

II.4 La trame KNX

Dans cette partie, nous décrivons un télégramme KNX, sa durée complète, la durée d'un bit, sa vitesse de transmission, son format de transmission. La figure 3 décrit la constitution d'un télégramme KNX. Les participants du bus peuvent échanger des informations à l'aide d'un télégramme découpé en plusieurs champs :

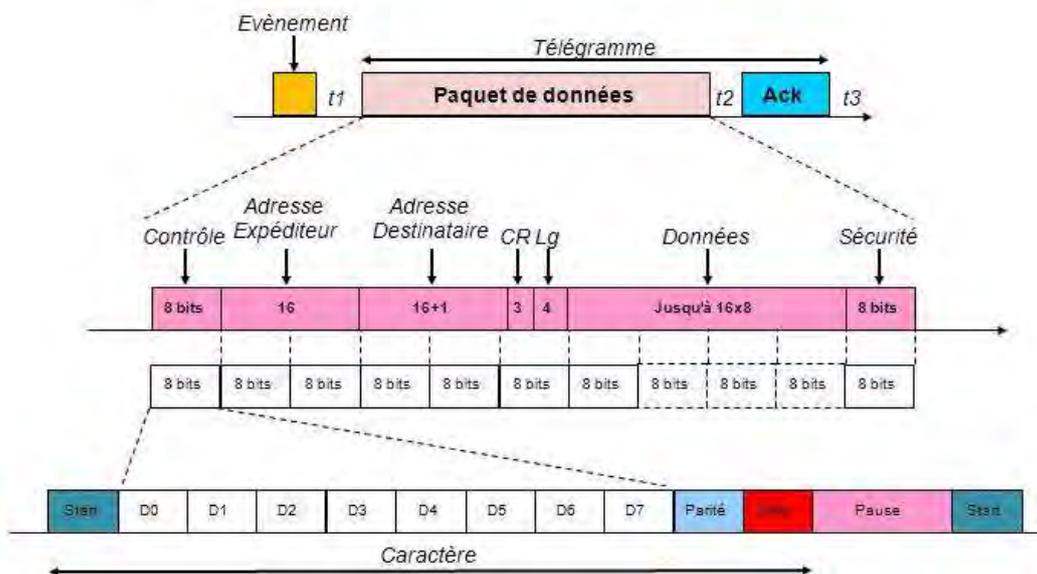


Figure 3 : codage d'un télégramme KNX.

le champ octet de contrôle, le champ adresse expéditeur... Chaque champ est précédé par un bit de « start » (un '0') et se termine par un bit de parité, un bit de stop (un '1') et deux bits de pause (deux 1).

II.4.1) En vous aidant de la figure 3, donner le nombre maximum d'octets contenu dans un télégramme.

Contrôle : 1 octet	Données = 16 octets
Adresse : 2 octets	Sécurité = 1 octet
Destinataire = 2 octets	CR+Lg = 1 octet
Total = 23 octets.	

II.4.2) En tenant compte du format de transmission d'un octet (bit de « start », de parité...), donner le nombre maximal de bits contenu dans le télégramme.

→ $23 \cdot 8 + 1 + 1 + 1 + 2 = 189$ bits au maximum

II.4.3) À l'aide de la figure 2 et des réponses antérieures, donner la durée maximale d'un télégramme.

→ $189 \times 104 \mu\text{s} = 19\,656 \mu\text{s} \approx 19,7 \text{ ms}$

II.4.4) La vitesse de transmission étant de 9600 bits/s, calculer la durée d'un bit, cela est-il cohérent avec les informations de la figure 2 ?

→ durée 1 bit = $1/9600 \text{ s} = 104 \mu\text{s}$, égale à la valeur indiquée sur la figure 2.

II.4.5) La figure 4 représente un chronogramme de télégramme KNX, mesurer la valeur de la tension lorsqu'il n'y a pas de message.

→ On mesure sur la figure 4 une tension d'environ 30 V, ce qui est conforme au standard KNX de 29 V.

II.4.6) Mesurer sur la figure 3 la durée d'un télégramme KNX.

→ On mesure sur la figure 4 une durée de télégramme KNX de 14,7ms, valeur inférieure à la durée maximale obtenue à la question II.4.3).

III. DÉCODAGE D'UN TÉLÉGRAMME KNX

III.1. Décodage de l'octet de contrôle

Le premier octet (cf. Fig.3) permet de définir la priorité de transmission, par exemple 1011 0100, correspond en hexadécimal à B4 qui d'après le Tab. 1 est une émission normale avec priorité haute.

1	0	R	1	P	P	0	0	Priorité de transmission
				0	0			Priorité système
				1	0			Priorité alarme
				0	1			Priorité haute
				1	1			Priorité basse
		0						Répétition
		1						Émission normale

Tableau 1 : Codage de l'octet de contrôle

III.1.1) Remplir le cartouche ci-dessous dans le cas d'une émission normale avec priorité basse. On rappelle que le bit de poids faible est réceptionné le premier.

	D ₀	D ₁	D ₂	D ₃	D ₄	D ₅	D ₆	D ₇
Mot en binaire	0	0	1	1	1	1	0	1
Mot en hexadécimal	C				B			

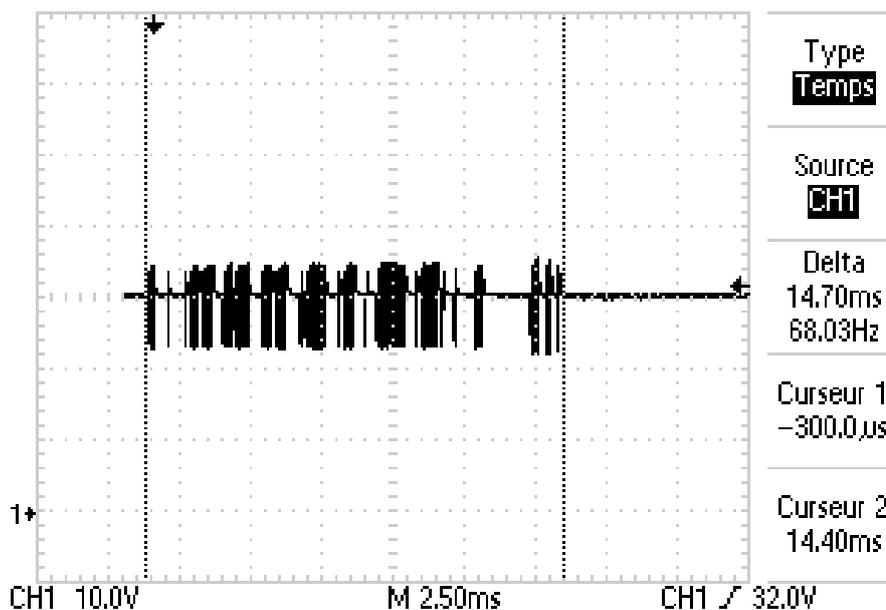


Figure 4 : chronogramme d'un télégramme KNX.

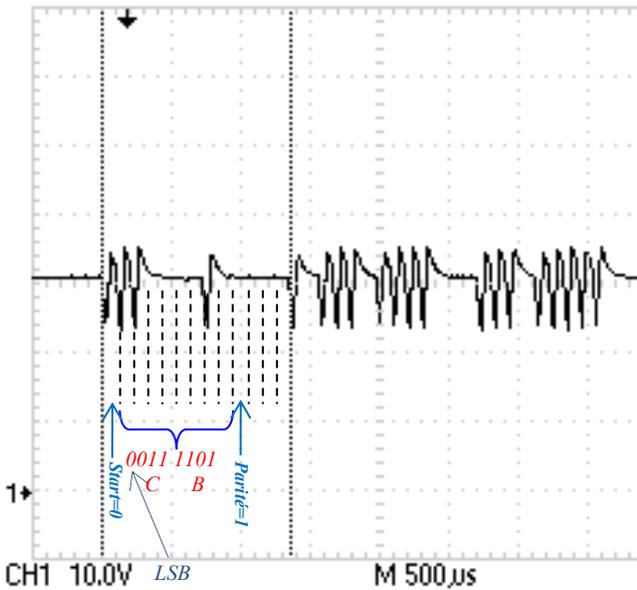


Figure 5 : décodage de l'octet de contrôle d'un télégramme KNX.

III.1.2) La figure 5 donne le début du télégramme KNX, déterminer le mot binaire et ensuite son code hexadécimal en remplissant le cartouche ci-dessous :

OCTET DE CONTRÔLE	Bit de start	D ₀	D ₁	D ₂	D ₃
Binaire	0	0	0	1	1
Hexadécimal		C			
	D ₄	D ₅	D ₆	D ₇	
Binaire	1	1	0	1	
Hexadécimal	B				
	Bit de parité	Bit de stop	Pause	Pause	
Binaire	1	1	1	1	

III.1.3) Donner alors l'octet de contrôle en hexadécimal en commençant par le bit de poids fort.

→ Octet de contrôle : BC

III.1.4) En utilisant le tableau 1 et l'octet de contrôle obtenu précédemment, donner la priorité de transmission du télégramme représenté sur la figure 1.

→ B : émission normale
→ C : priorité basse

III.2. Décodage de l'adresse de l'expéditeur

Chaque participant est identifié par une adresse unique de 16 bits du type :

0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	1	1	1	0
I		9				3		E							
N° de zone		N° de ligne				N° de participant									

Dans l'exemple ci-dessus, l'expéditeur est en zone 1, sur la ligne 9 et en position 62 sur cette ligne.

III.2.1) En vous aidant du télégramme de l'annexe 1, donnez l'adresse complète en précisant la zone, le numéro de ligne et le numéro de participant (il ne faut pas oublier que le bit de poids faible est réceptionné le premier).

→ Le code obtenu est 0001 0001 0000 0100, soit :
 La zone 1 la ligne 1 le participant 4

III.3. Décodage de l'adresse du destinataire

L'adresse du destinataire est codée sur deux octets, mais un bit appartenant au quartet du compteur de routage (Fig. 3) permet de définir si le participant appartient à un groupe ou s'il s'agit d'une adresse physique.

III.3.1) On donne en annexe 2 la partie du télégramme qui correspond à l'adresse du destinataire, déterminer le mot binaire et ensuite son code hexadécimal en remplissant le cartouche ci-dessous :

1 ^{er} OCTET	Bit de start	D ₀	D ₁	D ₂	D ₃
Binaire	0	0	0	0	1
Hexadécimal		8			
	D ₄	D ₅	D ₆	D ₇	
Binaire	0	0	0	0	
Hexadécimal	0				
	Bit de parité	Bit de stop	Pause	Pause	
Binaire	1	1	1	1	

2 nd OCTET	Bit de start	D ₀	D ₁	D ₂	D ₃
Binaire	0	1	0	0	0
Hexadécimal		1			
	D ₄	D ₅	D ₆	D ₇	
Binaire	0	0	0	0	
Hexadécimal	0				
	Bit de parité	Bit de stop	Pause	Pause	
Binaire	0	1	1	1	

III.3.2) Donner alors le code hexadécimal des octets d'adresse du destinataire en commençant par le bit de poids fort.

→ Adresse destinataire : 01 08

III.3.3) Donner la valeur du bit de poids fort D7 du compteur de routage, préciser alors si le participant appartient à un groupe, ou s'il s'agit d'une adresse physique.

→ Le bit D7 (bit de poids fort) de l'octet compteur de routage et longueur est égale à '1' ce qui indique une adresse de groupe.

III.4. Compteur de routage et longueur

L'octet correspondant au compteur de routage et longueur de la donnée se décompose de la manière suivante :

D ₇	D ₆	D ₅	D ₄	D ₃	D ₂	D ₁	D ₀
Adresse de groupe = 1		Compteur de routage		Longueur de la donnée			
Adresse physique = 0							

L'annexe 3 nous donne le télégramme comprenant l'ensemble compteur de routage et longueur de la donnée.

III.4.1) À partir du télégramme de l'annexe 3, remplissez le cartouche ci-dessous, on rappelle que le bit de poids faible est réceptionné le premier :

CR+Lg	Bit de start	D ₀	D ₁	D ₂	D ₃
Binaire	0	1	0	0	0
	D ₄	D ₅	D ₆	D ₇	
Binaire	0	1	1	1	1
	Bit de parité	Bit de stop	Pause	Pause	
Binaire	0	1	1	1	1

III.4.2) Quel est le rôle du compteur de routage ? Donnez sa valeur par défaut.

→ Le bit de poids fort ('1' dans notre cas) permet d'indiquer que le destinataire est une adresse de groupe. Dans le cas où ce dernier est égale à '0', il s'agira d'une adresse physique.

→ Les bits D₆ D₅ D₄ soit 110 représente le compteur de routage qui précise le nombre maximum de réexpéditions du télégramme, 6 dans notre cas, il s'agit d'une valeur par défaut.

→ Les bits D₃ D₂ D₁ et D₀ soit 0001 indique que la donnée sera codée sur deux octets (voir annexe 6).

III.4.3) Donner le code hexadécimal de l'octet correspondant au compteur de routage et de longueur.

→ 1110 0001 soit le code hexadécimal suivant : E1

III.5. Décodage des données

III.5.1) Les données sont codées sur 2 octets, on considère le télégramme de l'annexe 4. Remplissez le cartouche ci-dessous en se rappelant que les caractères sont émis du bit de poids faible en premier au bit de poids fort en dernier :

1^{er} OCTET	Bit de start	D ₀	D ₁	D ₂	D ₃
Binaire	0	0	0	0	0
	D ₄	D ₅	D ₆	D ₇	
Binaire	0	0	0	0	0
	Bit de Parité	Bit de stop	Pause	Pause	
Binaire	0	1	1	1	1

2nd OCTET	Bit de start	D ₀	D ₁	D ₂	D ₃
Binaire	0	1	0	0	0
	D ₄	D ₅	D ₆	D ₇	

Binaire	0	0	0	1
	Bit de Parité	Bit de stop	Pause	Pause
Binaire	0	1	1	1

III.5.2) Donner le code hexadécimal des deux octets correspondant aux données.

→ 0000 0000 1000 0001 soit le code hexadécimal suivant : 00 81.

Dans le standard KNX, lorsqu'on fait une action (e.g. : allumage d'une lampe, fermeture d'un contact), le code de donnée est 0081 (le bit de poids faible est à '1' pour valider l'action). Pour effectuer l'action inverse (e.g. : extinction d'une lampe, ouverture d'un contact) le code est 0080 (le bit de poids faible est à '0' pour valider l'action).

III.5.3) À partir des informations précédentes, donnez la signification de l'octet de donnée.

→ Action de fermeture d'un contact.

III.6. Décodage de l'octet de sécurité

L'octet de sécurité permet de vérifier la conformité de la réception du télégramme en détectant d'éventuelles erreurs. Cet octet est en parité impaire, on vérifie bit par bit le nombre de 1, ce qui nous donnera la valeur de l'octet de sécurité. Par exemple, si on considère le télégramme KNX suivant :

BC 12 0A 33 03 E1 00 81 **0B** CC

BC	1	0	1	1	1	1	0	0
12	0	0	0	1	0	0	1	0
0A	0	0	0	0	1	0	1	0
33	0	0	1	1	0	0	1	1
03	0	0	0	0	0	0	1	1
E1	1	1	1	0	0	0	0	1
00	0	0	0	0	0	0	0	0
81	1	0	0	0	0	0	0	1
Nombre de 1	3	1	3	3	2	1	4	4
Octet de sécurité	0	0	0	0	1	0	1	1
Code hexadécimal	0				B			

III.6.1) À partir des différents codes hexadécimaux obtenus précédemment, complétez le tableau ci-dessous :

Octet de contrôle	1	0	1	1	1	1	0	0
Adresse de l'expéditeur sur 2 octets	0	0	0	1	0	0	0	1
Adresse du destinataire sur 2 octets	0	0	0	0	1	0	0	0
CR et Lg	1	1	1	0	0	0	0	1
Données sur 2 octets	0	0	0	0	0	0	0	0
	1	0	0	0	0	0	0	1
Nombre de 1	3	1	2	2	2	2	0	4
Octet de sécurité	0	0	1	1	1	1	1	1
Code en hexadécimal	3				F			

III.6.2) L'annexe 5 représente la partie du télégramme concernant l'octet de sécurité. Déterminer le mot binaire et ensuite son code hexadécimal en remplissant le cartouche ci-dessous :

Octet de sécurité	Bit de start	D ₀	D ₁	D ₂	D ₃
Binaire	0	1	1	1	1
	D ₄	D ₅	D ₆	D ₇	
Binaire	1	1	0	0	
	Bit de parité	Bit de stop	Pause	Pause	
Binaire	0	1	1	1	

→ 1111 0011 soit le code hexadécimal suivant : 3F

III.6.3) Comparer les deux codes hexadécimaux de sécurité obtenus (III.6.1) et III.6.2)).

→ Les deux codes hexadécimaux de sécurité sont identiques et égaux à 3F.

III.7. Validation d'un télégramme

La figure 6 représente un télégramme complet, l'émission de celui-ci est suivie d'une réponse codée sur 8 bits indiquant à l'émetteur si le message a été reçu correctement ou non, ou bien encore d'indiquer si le bus est occupé.

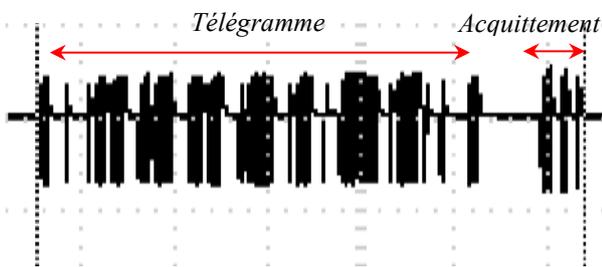


Figure 6 : chronogramme d'un télégramme KNX et son signal d'acquiescement.

Le tableau ci-dessous donne les trois codes possibles pour l'acquiescement.

0	0	0	0	1	1	0	0	NAK (réception incorrecte)	0C
1	1	0	0	0	0	0	0	BUSY (occupé)	C0
1	1	0	0	1	1	0	0	ACK (réception correcte)	CC

IV. CONCLUSION

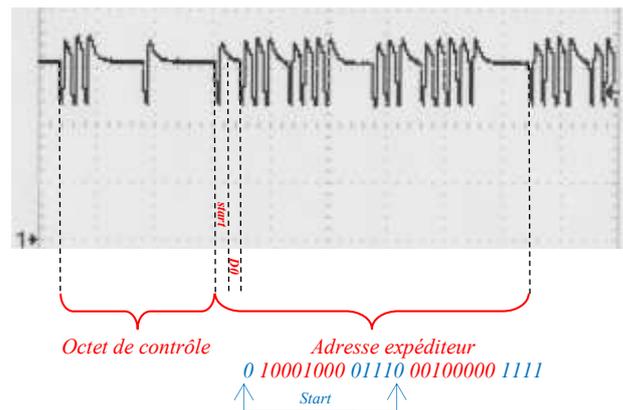
La programmation des composants utilisant le standard KNX se fait à l'aide du logiciel ETS4. Celui-ci permet la création en plusieurs étapes d'un projet industriel, c'est-à-dire la définition du nombre de participants (interrupteurs, luminaires, stores...), de les insérer dans une architecture (salle de conférence, magasins...). Puis à l'aide, d'un catalogue de composants (Hager, Schneider,...), de télécharger les paramètres dans les différents participants. Le logiciel ETS4 ajuste alors automatiquement le statut des participants, le codage des télégrammes KNX est alors défini automatiquement lorsqu'on se place en position d'utilisateur.

Le standard KNX occupe maintenant une place prépondérante en domotique et en bâtiment. Une certification KNX est obligatoire pour son installation (40 heures de formation sur une semaine en centre de formation habilité par l' « association KNX » [5]). C'est pour mieux préparer nos futurs techniciens que nous introduisons en activité transversale STI2D le standard KNX. Cette activité a aussi pour but d'élargir les connaissances et les compétences de nos futurs étudiants lors des projets et des essais de systèmes en BTS Électrotechnique [8-9]. Nous développons actuellement une maquette d'éclairage utilisant un participant de type passerelle DALI KNX N141. Cette maquette nous permettra d'introduire en BTS le protocole DALI couplé au standard KNX pour la partie Génie Électrique, et la variation d'éclairage des tubes fluorescents pour la partie Physique Appliquée lors des essais de systèmes.

Annexe 1 (adresse de l'expéditeur)

Base de temps : 500µs/div

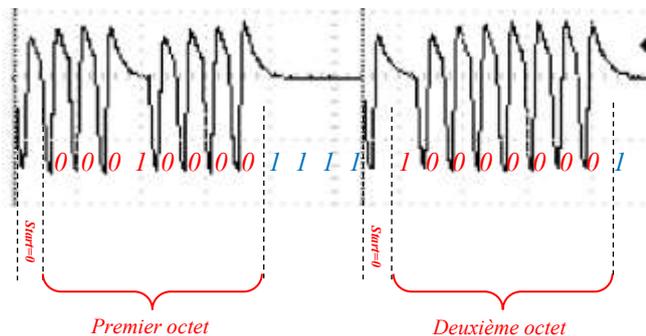
Calibre : 10V/div



Annexe 2 (adresse du destinataire)

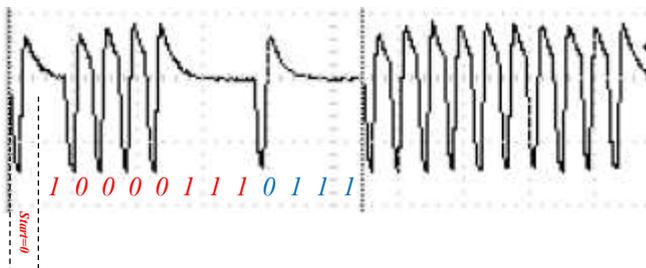
Base de temps : 250µs/div

Calibre : 10V/div

**Annexe 3 (CR et Lg)**

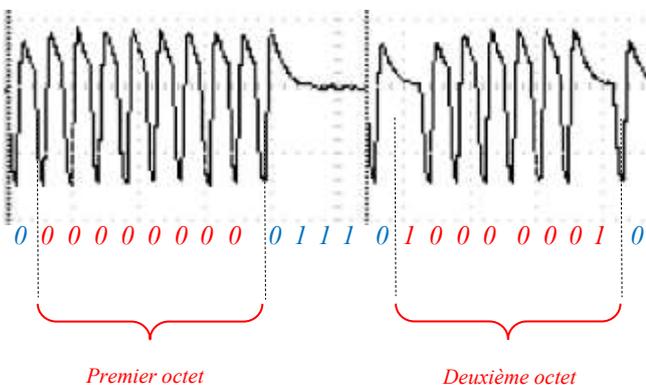
Base de temps : 250µs/div

Calibre : 10V/div

**Annexe 4 (Décodage de données)**

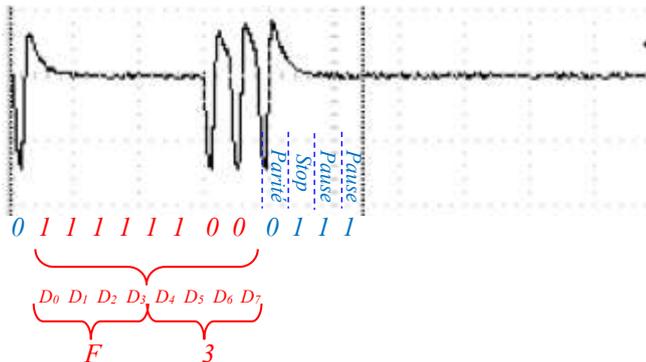
Base de temps : 250µs/div

Calibre : 10V/div

**Annexe 5 (Octet de sécurité)**

Base de temps : 250µs/div

Calibre : 10V/div

**Annexe 6 (longueur des données)**

LONGUEUR DES DONNÉES				
0	0	0	0	1 octet
0	0	0	1	2 octets
0	0	1	0	3 octets
0	0	1	1	4 octets
0	1	0	0	5 octets
0	1	0	1	6 octets
0	1	1	0	7 octets
0	1	1	1	8 octets
1	0	0	0	9 octets
1	0	0	1	10 octets
1	0	1	0	11 octets
1	0	1	1	12 octets
1	1	0	0	13 octets
1	1	0	1	14 octets
1	1	1	0	15 octets
1	1	1	1	16 octets

Références bibliographiques

- [1] Ilary J-P., "ETHERNET – Une alternative aux bus de terrain", La Revue 3EI, No 48, pp. 61-68, Mars 2007.
- [2] Deprez J., Bianchi J.L., Maillefert J., et Juston A., "Bus de terrain et de supervision", La Revue 3EI, No 60, pp. 10-30, Mars 2010.
- [3] Duquesnoy A., "La communication entre équipements sur réseau TCP/IP en BTS Électrotechnique : application à la commande d'une station d'alimentation en eau", La Revue 3EI, No 62, pp. 36-42, Sept. 2010.
- [4] <http://www.erm-automatismes.com> (Coffret KNX ErmaDomo et Volet battant motorisé)
- [5] <http://www.knx.fr>
- [6] <http://www.installations-electriques.net/Instal/KNX/KNX.htm>
- [7] <http://sitelec.org/cours/abati/domo/knx.htm>
- [8] Serres J., Dubois P., Jaunay C., et Escolano S., "Réseau électrique haute qualité", La Revue 3EI, No 58, pp. 20-26, Juin 2009.
- [9] Serres J. et Dubois P., "Installation solaire photovoltaïque autonome utilisant des cellules en couches minces CIS", La Revue 3EI, No 72, pp. 65-70, Avril 2013.

TP BTS Electrotechnique : FILTRAGE NUMERIQUE ...avec quelques éléments de réponses!

Bernard BAUDIER *bernard.baudier@ac-besancon.fr*

Enseignant de Sciences Physiques (certifié PA) en STS Electrotechnique du Lycée J Duhamel 39107 DOLE

Résumé : La notion de filtrage numérique figurant dans le référentiel du BTS Electrotechnique, et les compétences des étudiants ne permettant pas vraiment de traiter magistralement cette notion, ce sujet de TP, s'appuyant sur la simulation, permet de l'aborder beaucoup plus simplement !

Mise en situation :

Comment peut-on "récupérer" les informations type EJP délivrées par le fournisseur d'énergie ??

Quel intérêt supplémentaire apportent les disjoncteurs dits "numériques" ??

I Introduction : présentation générale

Constat : Il n'est parfois, pas pratique, voir impossible, de traiter une information 'en analogique'.

Premier exemple : la "récupération" des informations EJP consiste principalement à extraire un signal de très faible amplitude (de l'ordre de 1% de signal principal) de fréquence égale à 175 Hz superposé au 50 Hz ; ce qui exigerait en analogique un filtre aux performances rédhibitoires (car l'ordre requis serait beaucoup trop élevé !).

Autre exemple : utilisation dans les "disjoncteurs électroniques numériques".

* La solution "numérique" consiste à traiter en temps réel les échantillons (résultats de mesures) d'une grandeur quelconque, et ceci à intervalle de temps régulier ; l'intervalle de temps étant alors appelé : "période d'échantillonnage".

* Le traitement se fait à l'aide d'un algorithme dit "de filtrage" censé reproduire le comportement d'un filtre analogique.

* L'écriture ou l'établissement des algorithmes, donc la conception même des filtres numériques exige un bagage mathématique particulier appelé "transformée en Z" (l'équivalent, en numérique, de la transformée de Laplace pour l'analogique ; hors programme en BTS Electrotechnique.). Il n'est par contre pas nécessaire de maîtriser cet outil mathématique pour mettre en évidence les seuls principes de base du filtrage numérique ; il suffit pour cela de considérer tout simplement que l'échantillon s_{n+1} , résultat de la mesure à l'instant $[(n+1).T_e]$, "arrive" avec un retard égal à T_e par rapport à l'échantillon s_n ! (ou bien inversement, que l'échantillon s_n est "arrivé" avec une avance de T_e par rapport à l'échantillon s_{n+1} !)

On admet de plus qu'en "Transformée de Laplace", un retard de T_e correspondant à une multiplication par

$e^{-p T_e}$; inversement, une avance de T_e correspond à une multiplication par $e^{+p T_e}$

II Exemple d'application : utilisation du filtrage numérique dans les disjoncteurs électroniques.

Cas de la protection thermique (protection Long Retard) Approche mathématique des lois physiques régissant l'échauffement et le refroidissement d'un conducteur.

Avertissement : nous pouvons nous appuyer sur une documentation technique ; comme par exemple celle du cahier technique Merlin Gérin n°182 (pages 4 ; 5 et page 6 à modifier éventuellement)

2-1 Questions générales permettant de mieux appréhender les phénomènes

- Quel est le rôle principal d'un disjoncteur Basse Tension ?
- Préciser quelles sont les principales évolutions actuelles des récepteurs faisant que le déclencheur du disjoncteur doit évoluer "avec les charges" à protéger.
- Dans un tel contexte, préciser pourquoi les déclencheurs électroniques sont une solution technologique intéressante.
- Nous allons donc nous intéresser plus particulièrement à ce type de matériel.
- Dire qu'elle est la grande principale "à mesurer" dans ce type d'appareillage ?
- Citer les différents blocs "acteurs" constituant un déclencheur électronique.
- Préciser succinctement le rôle de ces différentes parties.

Nous allons maintenant, nous intéresser plus particulièrement à la "fonction LR".

- Préciser ce que signifie le sigle LR, et préciser le rôle plus particulier de cette partie.
- Dans ce cas, préciser quelle est la technologie plus particulière utilisée.

Si l'on veut appréhender, un peu mieux, le fonctionnement, nous devons bien entendu explorer la piste des lois physiques régissant l'échauffement et le refroidissement des conducteurs électriques !

2-2 Protection thermique

2-2-1 échauffement

*l'échauffement est en fait le "taux de variation" de l'effet JOULE au cours du temps.

Traduire ceci mathématiquement :

l'échauffement correspond donc à (dW_J/dt)

On note : (a) la constante de proportionnalité liée à la nature du métal constitutif du conducteur et à sa masse, donc par exemple à sa section.

Traduire ce phénomène par une expression, ou équation mathématique, simple, dans laquelle interviennent dW_J/dt ; R ; a ; i et t.

$$dW_J/dt = a \cdot R \cdot i^2 (t - 0)$$

On pose : $A = a \cdot R$ Exprimer la variation de l'énergie liée à l'effet Joule dW_J .

$$dW_J = A \cdot i^2 \cdot t \cdot dt$$

2-2-2 refroidissement

* le refroidissement correspond aux pertes qui se produisent soit par conduction, soit par convection, soit par rayonnement, et on admet que ces pertes sont, sensiblement, proportionnelles à l'écart de température (on dit aussi au "delta de température" !); le facteur de proportionnalité étant lié à l'inertie thermique du conducteur donc à ses caractéristiques physiques comme sa section ou la nature du matériau le constituant.

Traduire ce phénomène par une expression ou équation mathématique simple (λ étant la constante de proportionnalité liée à l'inertie thermique du conducteur, et θ le "delta de température", souvent appelé improprement échauffement).

$$dW_P / dt = \lambda \cdot \theta$$

Exprimer la variation de l'énergie liée aux pertes diverses dW_P .

$$dW_P = \lambda \cdot \theta \cdot dt$$

2-2-3 bilan thermique

Pour dresser le bilan thermique, nous allons utiliser le fait, que l'énergie Joule non dissipée induit l'échauffement du conducteur.

$$D'où : dW_J - dW_P = k \cdot d\theta$$

Préciser à quelle grandeur correspond la constante (k)... qui n'est pas habituellement notée ainsi !

(k) correspond ici à la "chaleur massique", il s'exprime en $(J/^\circ C)$, souvent notée (c)

Montrer que, finalement, on peut écrire : $\tau (d\theta/dt) + \theta = (A/\lambda) \cdot i^2 \cdot t$ en posant $\tau = k/\lambda$

$$A \cdot i^2 \cdot t \cdot dt - \lambda \theta \cdot dt = k \cdot d\theta$$

D'où en divisant par le produit $(\lambda \cdot dt)$ et en posant $\tau = k/\lambda$; on obtient bien l'expression citée! τ est la "constante de temps thermique" du système

Dire de quel type est cette relation?

Cette relation est donc une équation différentielle du premier ordre, avec second membre.

Préciser quelle est, habituellement, l'étape suivante ?

Habituellement, en mathématiques, on tente de la résoudre.

Nous choisissons ici une autre "façon d'avancer" en passant par la numérisation du problème !

2-3 numérisation du problème :

Préciser à quelle grandeur numérique, notée (T_e) , va correspondre le petit intervalle de temps dt , de l'analogique.

(T_e) est la "période d'échantillonnage"

Nous posons : $\alpha = (dt/\tau)$, Montrer qu'alors α peut s'exprimer en fonction de λ , k et T_e

$\alpha = T_e / \tau$ donc, puisque l'on a posé plus tôt $\tau = k/\lambda$ on obtient ainsi $\alpha = \lambda T_e / k$

Nous considérons que θ_n est l'échantillon, ou résultat de la mesure, obtenu à l'instant $(n \cdot T_e)$.

Exprimer : $d\theta$ en fonction de θ_n et de θ_{n+1}

$$d\theta = \theta_{n+1} - \theta_n$$

Préciser ce que représente la "valeur quadratique moyenne" de l'intensité, calculée sur une période T_e .

C' est la valeur moyenne, calculée sur l'intervalle $[0 ; t]$, de l'intensité élevée au carré; autrement dit, c'est ce que l'on nomme habituellement "l'intensité efficace", mais élevée au carré!

Traduire alors, numériquement, l'équation différentielle obtenue plus haut.

$$\tau (d\theta/dt) + \theta = (A/\lambda) \cdot i^2 \cdot t \quad \text{Devient :}$$

$$\tau (\theta_{n+1} - \theta_n) / T_e + \theta_n = (A/\lambda) \cdot i^2 \cdot t >$$

En posant $\alpha = T_e/\tau$ et $\beta = (A \cdot \alpha) / \lambda$ montrer que

$$\theta_{n+1} = (1 - \alpha) \cdot \theta_n + \beta \cdot i^2 \cdot t >$$

$$\theta_{n+1} - \theta_n + (T_e/\tau) \cdot \theta_n = (T_e/\tau) \cdot (A/\lambda) \cdot i^2 \cdot t >$$

$$\theta_{n+1} = (A/\lambda) \cdot (T_e/\tau) \cdot i^2 \cdot t > + \theta_n - (T_e/\tau) \cdot \theta_n$$

$$\text{Soit } \theta_{n+1} = \beta \cdot i^2 \cdot t > + (1 - \alpha) \cdot \theta_n$$

Dans un but de simplification, nous allons maintenant supposer que $\lambda = A$; ceci revenant à admettre que l'échauffement et le refroidissement suivent sensiblement les mêmes lois physiques .

Montrer que l'équation s'écrit maintenant :

$$\Theta_{n+1} = (1 - \alpha) \cdot \Theta_n + \alpha \cdot I_n^2$$

2-4 Etablissement de l'algorithme :

Préciser qu'elles seront, d'un point de vue pratique, les véritables grandeurs d'entrée et de sortie.

grandeur d'entrée : I_n^2 grandeur de sortie : Θ_{n+1}
--

Proposer un "agencement" de schémas-blocs et de comparateurs permettant de traduire l'équation précédente.

III "Pseudo réalisation" en simulation ;

III "Pseudo réalisation" en simulation ;

Avec le logiciel "Schématics", version "évaluation", nous avons pu réaliser le schéma ci dessous :

remarque : pour les logiciels anglo-saxons ; (p) de Laplace se note (s)

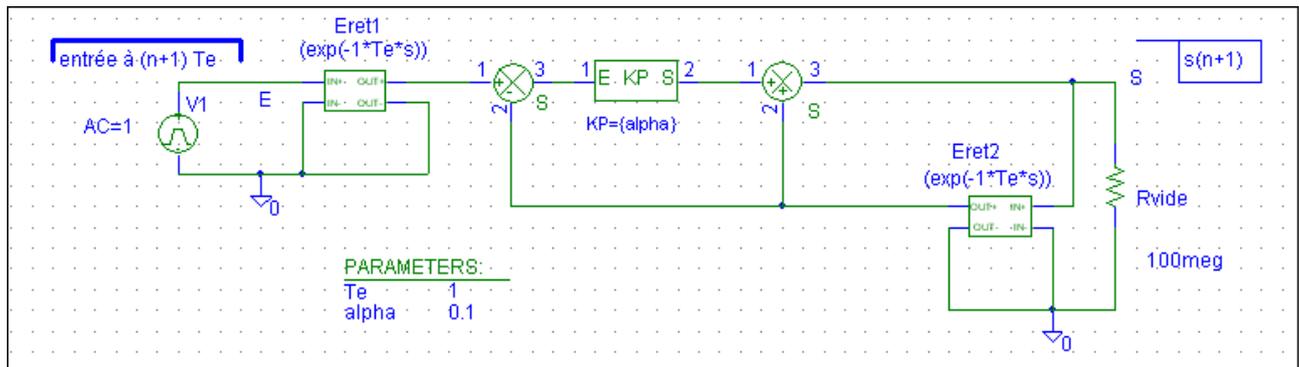
3-1 Montrer que le schéma de simulation proposé ici est bien conforme à l'algorithme

3.2 Réaliser le schéma et lancer une simulation permettant d'obtenir la représentation de BODE. Commenter : préciser les rôles de T_e et de α

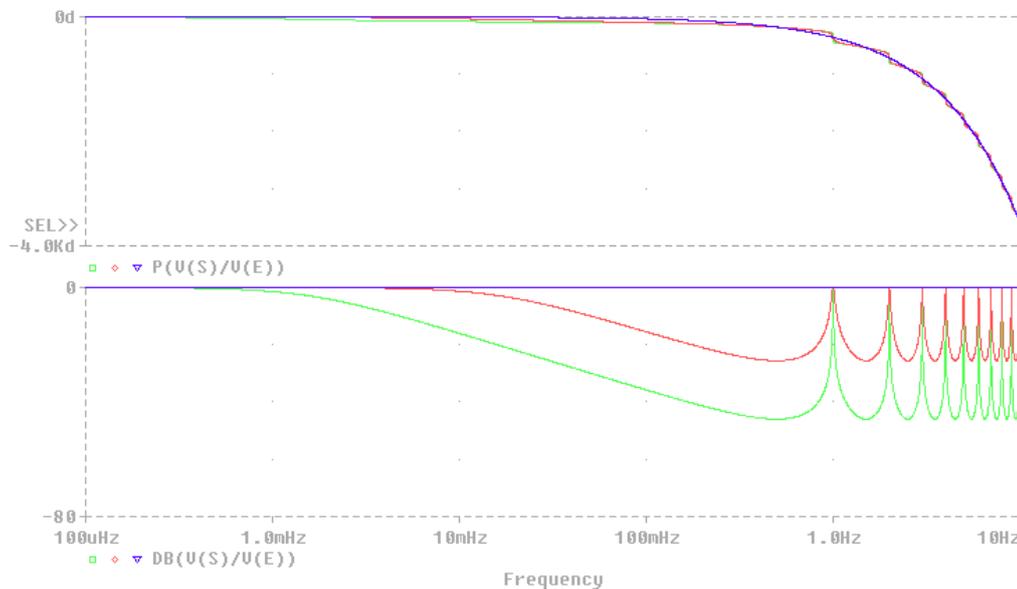
IV Conclusion : intérêt ?

Une simple mesure de valeur efficace, tous les T_e , donne la valeur réelle de l'échauffement grâce à un traitement numérique "temps réel" avec une échelle de temps adaptable aux véritables constantes de temps thermiques, et ceci de façon totalement indépendante de la fréquence de travail du réseau.

Schéma de simulation :



Représentation de BODE



Chers Collègues,

Les Journées Jeunes Chercheurs en Génie Électrique (JCGE) rassemblent depuis plus de vingt-cinq ans en France de jeunes chercheurs, doctorants et pos-doctorants. C'est l'occasion pour eux de présenter leurs travaux et d'échanger sur des thématiques en cours ou émergentes au sein des laboratoires français de Génie Électrique.

L'année dernière s'est produit un événement que vous avez suivi avec attention, car il touchait toute la Communauté du génie électrique : les Journées JCGE et celles de SEEDS (Groupement de Recherche en Génie Électrique du CNRS) ont fusionné pour ne faire qu'une seule manifestation. Ce fut un succès qui fut donc repris cette année.

Pour sa XIIème édition, (JCGE'2014) c'est l'Institut franco-allemand de recherches de Saint-Louis (ISL) qui les a accueillies avec plus de cent participants dont une soixantaine de jeunes chercheurs provenant de 14 pays des 5 continents et représentant une quarantaine de laboratoires nationaux.

L'ISL est un établissement binational, exploité en commun par la République Fédérale d'Allemagne et la République Française sur la base d'une Convention signée en 1958. Il consacre une grande part de ses activités de recherche aux systèmes de fortes puissances électriques pulsées encore appelées « Energies impulsionsnelles », que ce soit dans le domaine des micro-ondes de fortes puissances, des lanceurs électromagnétiques, des sources d'énergie pulsée dont celles de stockage, ou encore des semi-conducteurs à grand gap.

C'est donc dans un esprit convivial mais studieux que se sont déroulées ces Journées. A ce titre nous tenons à remercier les ingénieurs et les chercheurs de l'Institut pour leur participation aux rencontres et à leurs exposés sur leurs travaux dont ceux sur les lanceurs électromagnétiques à rails, uniques en Europe. Lanceurs capables d'accélérer des objets à plus de 2000 m/s et qui, un jour, pourraient servir, entre autres, à lancer des microsattelites sans avoir besoin de fusées.

La parfaite organisation « locale » fut, à nouveau, un réel succès malgré les difficultés de faire se rencontrer des Jeunes de 14 pays sur un site « classé ». Le Comité Scientifique a été sensible aux efforts que cela a engendré et tient, au travers de cette Revue 3EI, à renouveler ses remerciements aux Directeurs allemand et français et à tout le personnel.

Comme les années précédentes, à l'issue des Journées, trois prix ont été décernés par le Comité scientifique et remis par l'entreprise SAFRAN :

Prix spécial du jury à Bastien DOLISY du GREEN pour ses travaux sur « La modélisation 3 D d'un accouplement supraconducteur à flux axial »

Prix de thèse à caractère fondamental à François SAYSOUK du Laplace pour ses travaux sur « Les propriétés diélectriques de nanocomposites polyimide/nitrure de bore à haute température »

Prix de thèse à caractère industriel à Menad BOURKEB pour ses travaux sur « Les capteurs de courant innovants pour des systèmes polyphasés. Applications aux câbles multiconducteurs ».

Fort de ces succès, dus à l'enthousiasme des jeunes chercheurs pour ces rencontres, à l'implication de l'organisme qui nous accueille, aux membres du Comité scientifique dont son co-président Charles Joubert et aussi aux membres de SEEDS dont son Directeur Jean-Pascal Cambronne, il a été décidé que celles-ci seront annuelles, rendez-vous donc en juin 2015 à ... ????

Michel AMIET

Président du Comité scientifique JCGE

Etude du foudrolement du Pic du Midi de Bigorre

Charly SIGOGNE

Laboratoire SIAME – Equipe Génie Electrique
Université de Pau, 64000 PAU, FRANCE

charly.sigogne@univ-pau.fr

Résumé : L'objectif du travail est l'étude du phénomène d'attachement de la foudre en altitude. A cet effet, une station d'instrumentation a été installée au sommet du Pic du Midi de Bigorre pour observer l'attachement de la foudre à un paratonnerre instrumenté et réaliser des mesures directes du courant de foudre et du champ électrique atmosphérique. En particulier, un ensemble de caméras vidéo est utilisé pour l'analyse de la propagation des éclairs. Parallèlement, un modèle électro-géométrique en 3 dimensions a été développé pour permettre d'évaluer des probabilités d'impact sur le site.

MOTS-CLES – Foudre, structures élevées, modèle électro-géométrique, probabilités d'impact.

1. Introduction

Un coup de foudre débute toujours par la formation d'une pré-décharge peu lumineuse, appelée traceur. Cette pré-décharge s'initie, soit au sein du nuage et se propage vers le sol, soit au niveau de protubérances au sol et se propage vers le nuage. Dans les deux cas, tout se passe comme si le canal ainsi formé, créait un court-circuit entre le nuage et le sol, permettant ainsi l'écoulement d'un courant de forte intensité : c'est l'arc en retour. Plusieurs décharges peuvent ensuite se développer dans ce canal : on parle alors d'arcs subséquents. Le phénomène composé de l'arc en retour et des arcs subséquents est appelé flash [1].

La foudre peut être étudiée à travers différents types d'expérimentations, allant des tests en laboratoire haute tension à des observations et des mesures dans la nature. Bien que longues et difficiles, seules les études en conditions naturelles permettent d'appréhender tous les phénomènes liés à un coup de foudre. En France, la densité de foudrolement est généralement faible. Cependant, une analyse globale des données fournies par Météorage, l'opérateur du réseau de détection foudre français, a mis en avant un site intéressant au Pic du Midi de Bigorre, situé dans les Pyrénées [2]. Ce site, à une altitude d'environ 3000m, est occupé par un observatoire astronomique, une antenne de Télé Diffusion de France (TDF) d'une hauteur de 100m et de plusieurs bâtiments intermédiaires (Figure 1).

Afin d'étudier le phénomène de capture de la foudre par un dispositif de protection, un paratonnerre instrumenté et divers moyens de diagnostic y ont été installés. Le paratonnerre d'une hauteur de 5 mètres a été installé sur une plate-forme expérimentale nommée la plate-forme DIMM, elle-même située à environ 150 m de l'antenne TDF. Parallèlement, plusieurs caméras ont été placées sur le site pour y localiser les divers coups de foudre. Sur la prise de vue aérienne du Pic du Midi présentée à la Figure 1, sont ainsi indiqués les deux sites accueillant l'expérimentation : le local TDF à gauche et la plateforme DIMM à droite.

2. Présentation des moyens expérimentaux

L'ensemble des instruments de mesure installés sur le site permet d'enregistrer simultanément les principaux paramètres caractéristiques d'un flash, tels que le courant de foudre écoulé par le paratonnerre, les variations des champs électriques statique et dynamique au sol et le développement spatial des éclairs obtenu grâce à des enregistrements vidéo. L'ensemble du système est illustré avec ces connections par la Figure 2.

2.1 Mesure du courant de foudre

Bien que l'on ait déjà observé de par le monde des courants de foudre pouvant atteindre quelques centaines de kA. D'après les données Météorage, les courants détectés au Pic du Midi et donc susceptibles d'être capturés par le paratonnerre ne sont que de l'ordre de la dizaine de kA. Le temps de montée d'une impulsion de courant de foudre est typiquement de l'ordre de quelques microsecondes et sa durée de l'ordre de quelques centaines de microsecondes.

Le courant de foudre écoulé par le paratonnerre est donc mesuré en utilisant une sonde de Rogowski placée à la base du paratonnerre. Cette sonde supporte un courant maximum de ± 200 kA, avec des fronts de montée allant jusqu'à 100 ns. Le rapport de division de la chaîne de mesure est de 0,5 mV/A. Par ailleurs, lorsqu'un orage frappe le site et notamment l'antenne TDF, des leaders ascendants peuvent être émis par le paratonnerre de la plate-forme DIMM. Dans ce cas, les courants en jeu sont de l'ordre de quelques dizaines d'ampères ou même de l'ordre du kA [3]. La sonde décrite précédemment n'est donc plus adaptée pour cette gamme d'impulsions. Pour cette raison, une seconde chaîne de mesure a été installée autour du paratonnerre. Cette sonde, de Rogowski possède un rapport de transformation de 10 mV/A et une bande passante allant de 0,25 Hz à 4 MHz. La tension d'entrée de la chaîne d'acquisition étant limitée à ± 10 V, le courant maximum qui peut être mesurée est ± 1 kA. Au-delà de cette valeur, la mesure est enregistrée

par la première sonde de courant (± 200 kA max). Par sécurité et pour empêcher l'écoulement d'un courant de foudre à l'intérieur des bâtiments, les signaux issus de ces chaînes de mesure sont transmis au système d'acquisition par l'intermédiaire d'une fibre optique.

2.2 Mesure des variations de champ électrique

Parallèlement à la mesure de courant qui est très localisée, l'enregistrement du champ électrique local est un paramètre qui fournit des informations complémentaires pour une meilleure compréhension du mécanisme d'attachement de la foudre. Ainsi, plusieurs capteurs de champ électrique, ont été déployés sur le site. Par beau temps, la valeur du champ électrique statique est de l'ordre de la centaine de V/m. A l'approche d'un orage, cette grandeur s'inverse et les variations peuvent atteindre plusieurs dizaines de kV/m [4]. Sur le site, les variations du champ électrique statique sont mesurées à l'aide d'un moulin à champ installé sur la plate-forme DIMM. Cet appareil mesure en continu les variations lentes du champ électrique liées à l'approche des charges contenues dans un nuage orageux. Il informe ainsi de l'arrivée d'un orage. Cependant, avec un échantillonnage de 1 Hz, cet appareil ne permet pas d'enregistrer les variations rapides du champ électrique liées à des impacts de foudre. Pour étudier ces variations rapides, deux antennes capacitives ont donc dû être conçues et installées sur le site.



Figure 1 : Vue aérienne du sommet du Pic du Midi de Bigorre

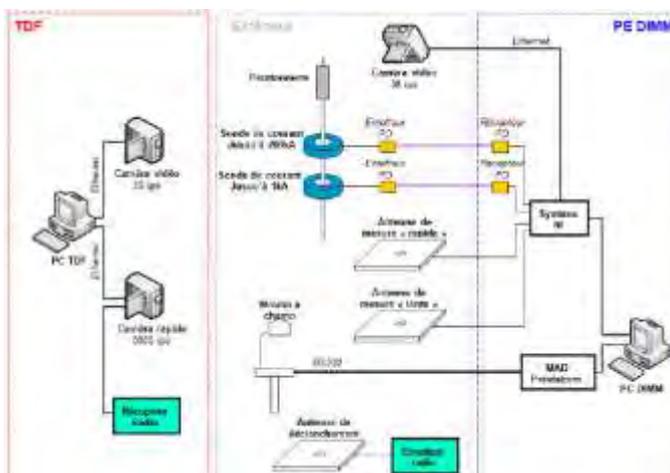


Figure 2 : Schéma des équipements composant l'expérimentation
Antenne TDF Plateforme DIMM accueillant le paratonnerre

Le principe de fonctionnement d'une antenne capacitive est basé sur la capture de charges électriques par une électrode.

A partir de la densité de courant écoulee à travers cette électrode, il est possible d'en déduire les variations rapides du champ électrique. Une électronique de mise en forme adaptée peut fournir une réponse électrique $V_S(t)$ qui est directement proportionnelle à la composante normale du champ électrique $E_n(t)$, de telle sorte que:

$$V_S(t) = \frac{\epsilon_0 \cdot A}{C_I} E_n(t) \quad [V] \quad (1)$$

Où A est la surface de l'électrode en m^2 et C_I la capacité d'intégration en Farad.

Le circuit électronique de mise en forme, connecté à l'antenne et présenté à la Figure 3, permet de régler le gain et les fréquences de coupure du dispositif de mesure du champ. Le dimensionnement de ce circuit est détaillé dans [5]. Comme évoqué précédemment, deux antennes capacitives ont été installées sur le site. L'antenne dite « rapide » a été calibrée de manière à mesurer les variations du champ électrique associées à la propagation de leaders et au développement d'arcs en retour et dont la bande passante est comprise entre 500 Hz et 500 kHz et l'antenne dite « lente » a été développée afin de faire le lien entre l'antenne « rapide » et le moulin à champ. Sa bande passante est donc comprise entre 1 Hz et 500 Hz. Elle permet ainsi de mesurer les variations du champ électrique précédant l'arc en retour. Lors d'un orage, les variations de champ peuvent atteindre plusieurs dizaines de kV/m [6]. Les deux antennes capacitives fournissent une tension de sortie de 1V pour une variation d'amplitude de champ de 10 kV/m, soit un gain de -80 dB.

Les bandes passantes et le gain de ces antennes ont été validés par des essais en laboratoire. Pour cela, des impulsions de champ électrique de quelques kV/m d'amplitude avec des temps de montée variables ont été générées et appliquées aux antennes.

Pour ces essais, les fronts d'impulsion variaient de 150 ns à 3,8 s, pour balayer une gamme de fréquence allant de 0,092 Hz à 2,3 MHz et permettre de caractériser le comportement des deux antennes. Ainsi sur la Figure 4, les diagrammes de Bode expérimentaux des deux antennes sont comparés avec les simulations numériques obtenues à partir de circuits électroniques équivalents. La comparaison de ces diagrammes montre que, au-delà des fréquences de coupures, l'atténuation est plus importante expérimentalement qu'en simulation. Cet écart vient, probablement, du fait que le spectre fréquentiel des impulsions utilisées couvre une large bande de fréquences et non une fréquence unique (type Dirac). Hors bande passante des antennes, les fréquences composant l'impulsion sont donc plus ou moins atténuées par rapport à la fréquence caractéristique du front de l'impulsion. L'atténuation globale de l'impulsion s'en retrouve augmentée, ce qui a pour effet de resserrer la bande passante des antennes.

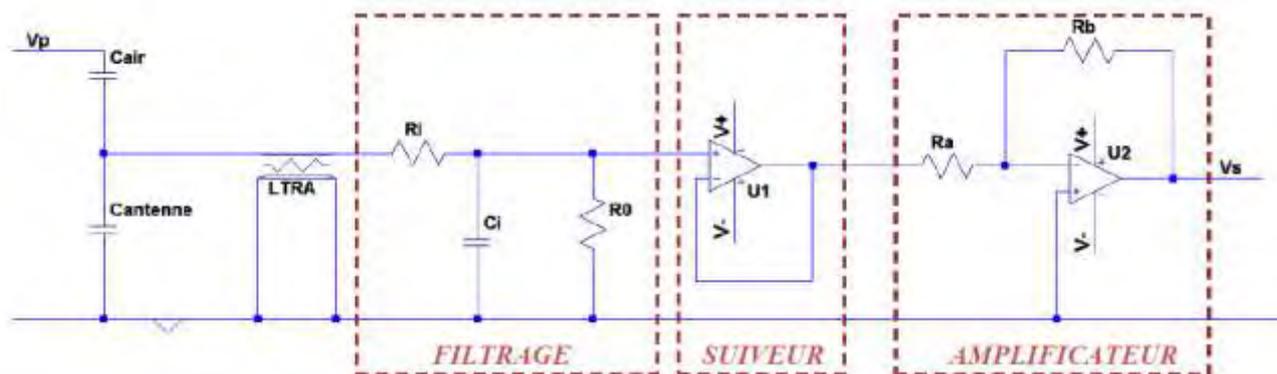


Figure 3 : Schéma électrique du circuit de mise en forme

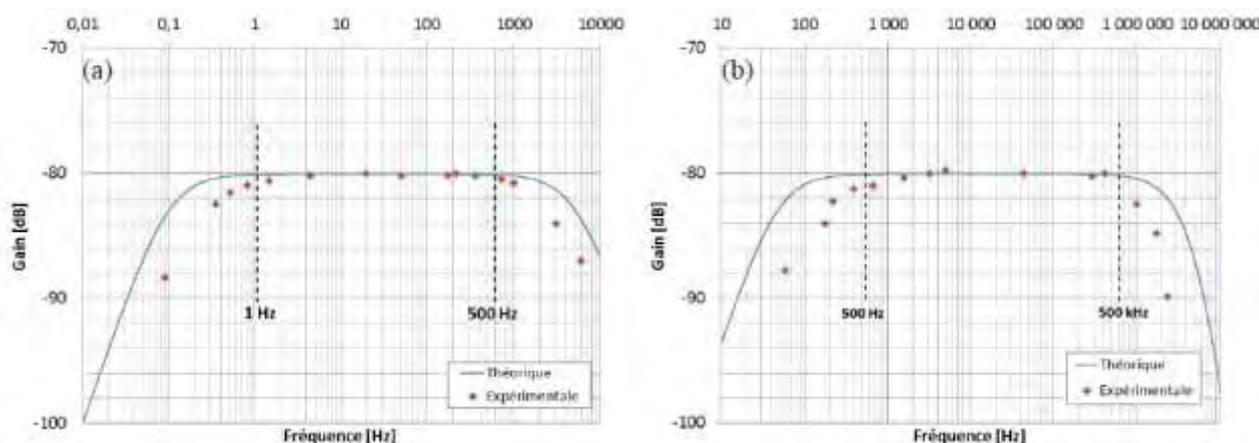


Figure 4 : Diagrammes de Bode théoriques et expérimentaux des antennes lente (a) et rapide (b)

2.3 Enregistrement vidéo

Afin de localiser les impacts frappant le Pic du Midi et d'étudier les phénomènes de capture de la foudre en altitude, un ensemble de caméras vidéo est installé sur le site. Cet ensemble comprend notamment : une caméra rapide et des caméras de vidéosurveillance.

La caméra rapide (Photron SA4) installée au pied de l'antenne TDF filme le paratonnerre et la zone de la plateforme DIMM. Grâce à sa vitesse d'acquisition élevée, cette caméra permet d'enregistrer le développement des traceurs, ascendant ou descendant, qui précèdent le phénomène d'interception et l'arc en retour. La vitesse d'acquisition de cette caméra est de 5000 images par seconde à la résolution maximale de 1024 x 800. Sa mémoire (32 Go) est suffisamment importante pour être en mesure d'enregistrer six flashes différents sans transfert de données. Une unité GPS connectée à la caméra fournit la référence de temps.

Deux caméras de vidéosurveillance fonctionnant en continu à une vitesse de 30 images par secondes, surveillent la totalité des bâtiments du Pic du Midi. Leurs enregistrements permettent de dater et de localiser précisément les impacts frappant l'ensemble du site. Elles permettent également de corréler dans le temps les enregistrements de la caméra rapide. La première est installée dans le bâtiment TDF à proximité de la caméra rapide. Elle permet de surveiller la zone sud-est du site, et en particulier la plate-forme DIMM. L'autre caméra est

fixée à la rambarde de cette plate-forme et balaye le nord-ouest du site afin de filmer les impacts frappant l'antenne TDF.

3. Mesures expérimentales

Bien que la saison orageuse ait commencé très tardivement [7], l'année 2013 a connu un taux de foudroiement très supérieur à la moyenne grâce notamment à un mois de Juillet exceptionnel [8][9] (près de 42000 événements relevé par Météorage dans un rayon de 50 km autour du Pic du Midi en 2013, pour une moyenne d'environ 24000 événements sur une période allant de janvier 2002 à octobre 2013). Sur le Pic du Midi, le nombre d'évènement a plus que triplé en 2013 par rapport à la moyenne des douze dernières années (Données basées sur les relevés Météorage dans un rayon de 1 km autour du Pic du Midi sur une la même période). Grâce à une activité orageuse importante, un certain nombre d'enregistrements a été réalisé sur le site durant la campagne 2013. En particulier l'ensemble des relevés de mesure effectués le 7 septembre 2013, a permis d'obtenir les premiers éléments d'investigation expérimentale concernant un impact qui a frappé le Pic du Midi à 08:50:29. Ces résultats sont détaillés dans les paragraphes qui suivent.

3.1 Données du réseau de détection

Tout d'abord, pour chaque arc, Météorage fournit un certain nombre de données telles que la localisation (latitude, longitude), la datation (à la nanoseconde), l'intensité et la polarité du courant de l'arc, le front de montée et la durée d'impulsion ou encore le type de décharge (nuage-sol ou intra-nuages). D'après ces données, le flash du 7 septembre était composé de 9 arcs dont 6 nuage-sol et 3 intra-nuages (Figure 5).

3.2 Enregistrements vidéo

Grâce à l'enregistrement de la caméra de vidéo-surveillance installée sur la plateforme DIMM, le point d'impact de ce flash est clairement identifié sur le sommet de l'antenne TDF. Sur la première image de l'enregistrement (Figure 6.a), un traceur ascendant est émis à partir de la pointe de l'antenne. Sur les images suivantes (Figure 6.b, Figure 6.c, et Figure 6.d), différents canaux apparaissent et disparaissent successivement pendant plus de 300ms (arcs subséquents).

L'impact ayant frappé l'antenne TDF, aucune mesure de courant n'a été réalisée. En revanche, plusieurs mesures de champ électrique ont pu être enregistrées.

3.3 Mesures du champ électrique

Tout d'abord, le champ électrique statique a été enregistré par le moulin à champ. L'enregistrement sur 24h (Figure 7.a) montre le passage de trois cellules orageuses au cours de la journée. L'impact de 08:50:29 engendre une forte variation du champ électrique statique (Figure 7.b).

Une analyse plus fine des variations du champ électrique au moment de l'impact est possible grâce aux mesures des antennes capacitives. Les enregistrements de l'antenne « lente » et de l'antenne « rapide » sont présentés à la Figure 8. Sur ces deux graphiques, plusieurs pics « rapides » se succèdent pendant une durée de 500ms. Chaque pic correspond à un arc subséquent de l'impact.

3.4 Bilan de la campagne 2013

D'après les données Météorage, une centaine d'arcs ont été détectés dans un rayon d'un kilomètre autour du Pic du Midi durant cette campagne. Parmi ces événements, 15 impacts ont clairement été filmés sur l'antenne TDF grâce aux caméras de vidéosurveillance. D'autre part, plus d'un millier d'enregistrements ont été réalisés par les antennes capacitives pour des impacts allant jusqu'à 30km autour du site. En revanche, aucune mesure de courant n'a été effectuée.



Figure 5 : Localisation par Météorage des différents arcs composant le flash du 07/09/2013

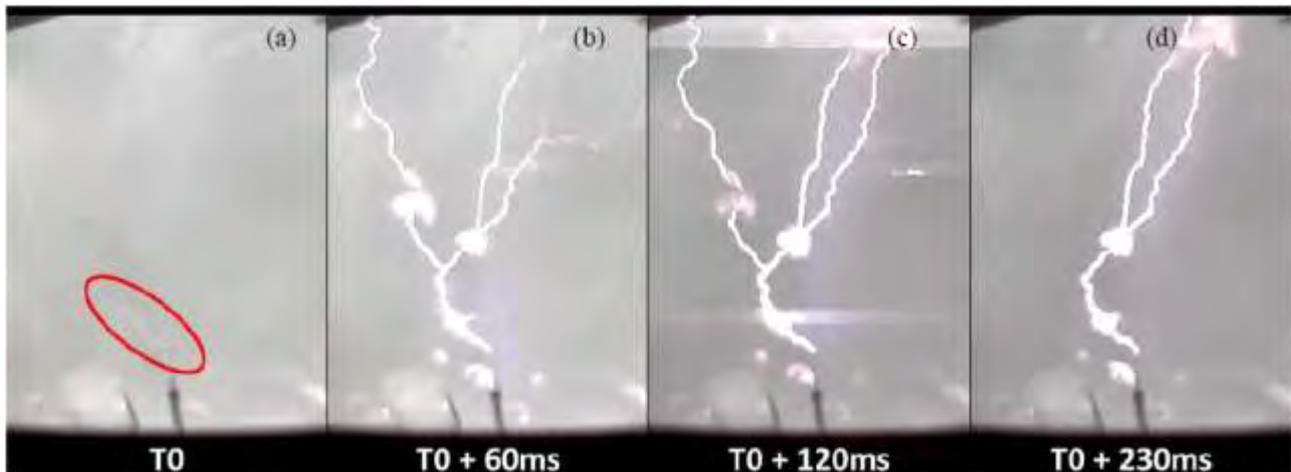


Figure 6 : Images de l'impact du 07/09/2013 sur l'antenne TDF, filmé par l'une des caméras de vidéosurveillance (30fps)

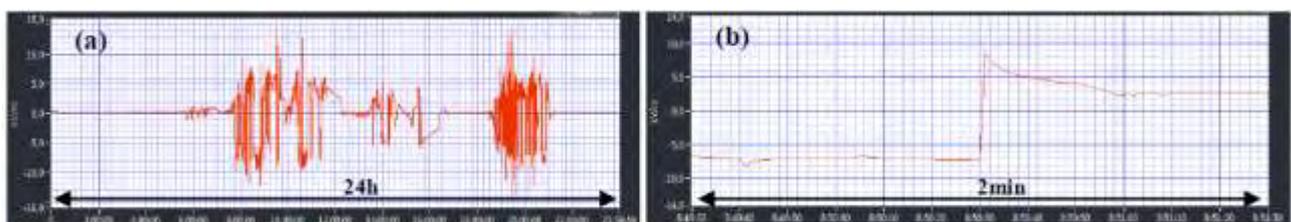


Figure 7 : Enregistrement de l'impact du 07/09/2013 par (a) l'antenne « lente » et (b) l'antenne « rapide »

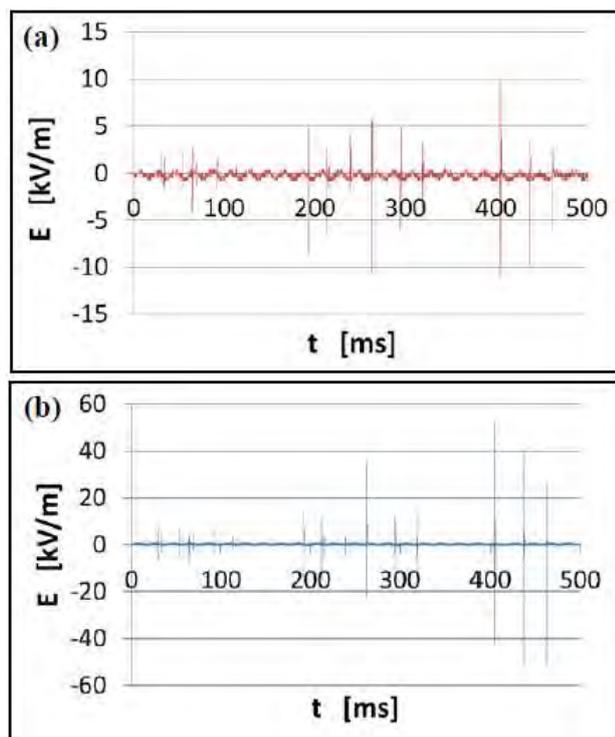


Figure 8 : Enregistrement de l'impact du 07/09/2013 par (a) l'antenne « lente » et (b) l'antenne « rapide »

Ces résultats semblent montrer qu'aucun coup de foudre ne s'est produit sur le paratonnerre. Cependant, des traces ont tout de même été observées sur la pointe du paratonnerre installé sur la plateforme DIMM. De telles traces nécessitant un courant important, le paratonnerre a certainement été frappé par un ou plusieurs arcs, bien qu'ils n'aient pas été détectés.

Concernant les enregistrements des antennes capacitives, la synchronisation GPS du système d'acquisition permet de corrélérer précisément chaque arc apparaissant sur un enregistrement avec les données fournies par Météorage. En revanche, l'analyse des variations de champ au moment de l'arc est à améliorer. En effet, du fait que les mesures soient réalisées en champ proche, des parasites apparaissent sur les enregistrements. Pour pallier à ce problème, des modifications vont être apportées à la chaîne de mesure, avec notamment l'installation de transmissions par fibre optique entre les antennes et le système d'acquisition.

Par ailleurs, afin d'affiner les mesures expérimentales durant les prochaines campagnes, d'autres évolutions vont être apportées à l'ensemble de l'instrumentation. Tout d'abord, une nouvelle caméra rapide sera dirigée vers l'antenne TDF afin d'obtenir des enregistrements vidéo plus détaillés. Ensuite, une sonde de courant pourrait être placée autour de l'antenne TDF pour récupérer une image des courants qui sont écoulés par cette antenne. Enfin, une antenne « lente » sera installée à une dizaine de kilomètres du Pic du Midi dans le but d'enregistrer les variations du champ électrique correspondant à des impacts sur le site.

4. Evaluation de probabilités d'impact sur le site du Pic du Midi

Afin d'évaluer les probabilités d'impacts sur une structure, une méthode numérique, basée sur le modèle électro-géométrique, a été développée.

D'un point de vue historique, un modèle de foudroiement avait, à l'origine, été étudié pour la protection des lignes électriques, et notamment des lignes à très hautes tensions. Ce modèle, définissant en fonction du courant, une distance d'amorçage entre la tête du traceur descendant et le point d'impact, est appelé modèle électro-géométrique. Aujourd'hui, ce modèle est mis en oeuvre pour la protection contre la foudre de structures diverses, par la méthode dite « méthode de la sphère roulante » [1]. Elle sert notamment de référence dans les normes de protection contre la foudre.

Cette méthode a été appliquée à une représentation en 3-dimensions du Pic du Midi. Le but est de mettre en évidence les zones vulnérables ou susceptibles de déclencher des traceurs ascendants ainsi que d'établir des probabilités d'impacts sur l'ensemble du site.

4.1 Modèle électro-géométrique et méthode de la sphère fictive

La description communément admise d'un flash descendant négatif est de considérer que la charge négative à la base du nuage induit un champ électrique entre le nuage et le sol suffisamment important pour initier le développement d'un leader descendant. En raison de la propagation de ce leader vers la terre, le champ électrique entre eux est amplifié. En approchant de la terre, le champ électrique devient si élevé que des leaders ascendants peuvent être générés à partir des protubérances au sol. Cette approche considère que la jonction entre les leaders descendant et ascendant se produit lorsque le champ atteint la valeur critique de 500 kV/m [1]. A cet instant, la distance entre la tête du leader descendant et le sol est définie comme la distance d'amorçage. La distance d'amorçage D est généralement déduite de résultats expérimentaux et obtenue à partir de la formule empirique suivante [10] :

$$D = A \times I_p^b \quad [\text{m}] \quad (2)$$

Où D est exprimé en mètres, I_p est la valeur crête du courant du premier arc en retour en kilo-ampères et A et b sont des constantes. Pour ces deux constantes, la norme internationale de protection contre la foudre IEC62305 - 1 : 2006 recommande les valeurs suivantes : $A = 10$ et $b = 0,65$ [10].

Pour la protection de structures contre la foudre, le modèle électro-géométrique est mis en oeuvre par la méthode de la sphère fictive. Une première hypothèse consiste à supposer les surfaces équipotentielles autour de la pointe du leader comme sphérique et non déformable. En second lieu, il est considéré que la distance d'amorçage est la même quelle que soit la nature et la forme de la structure au sol. Par

conséquent, les points d'impact sont déterminés pour chaque objet de la structure à la distance d'amorçage D de la pointe du leader descendant, comme si elle était entourée par une sphère imaginaire de rayon $r_s = D$. Dans le cas d'une structure telle qu'un groupe de bâtiments, cette méthode est appliquée en faisant rouler la sphère sur le profil de la structure (Figure 9). Tous les points de cette structure en contact avec la sphère peuvent être frappés par la foudre. Inversement, les objets qui n'entrent pas en contact avec la sphère sont considérés comme protégés contre les flashes descendants négatifs dont l'intensité du courant est supérieure à I_p . En termes de protection contre la foudre, si la sphère est en contact avec un dispositif de protection sans toucher les objets, ceux-ci sont considérés comme protégés.

4.2 Méthode d'évaluation de probabilités d'impact

A partir de l'application de la méthode de la sphère fictive sur une structure, Lalande a calculé une surface effective de captation et déduit de la surface balayée par le centre de la sphère, la probabilité d'impact de foudre sur un aéronef [11]. Nous proposons d'appliquer la même méthode sur le profil relativement complexe de la structure de l'observatoire du Pic du Midi de Bigorre. L'objectif est de mettre en évidence les zones qui pourraient être frappées par la foudre et d'évaluer leur probabilité d'être frappé par rapport aux autres points de la structure.

Dans un problème 3D, la surface balayée par le centre de la sphère est construit par déplacement de la sphère

roulante sur la structure dans les deux directions horizontales. Cette surface notée A_s correspond aux différentes positions de la pointe du leader négatif qui peuvent s'attacher à la structure, juste avant la jonction. Chaque point $C_s(i)$ de cette surface A_s correspond à une position "i" du centre de la sphère roulante $C_s(i)$ lorsque la sphère est en contact avec la structure.

Pour chaque position «i» de la sphère, ses points de contact $\gamma_s(i)$ peuvent être associés à son centre situé au point $C_s(i)$. Lorsque la sphère roulante se déplace sur une partie plate de la structure (par exemple le sol ou le toit plat d'un bâtiment), une position unique $C_s(i)$ du centre de la sphère roulante correspond seulement à un point de contact unique $\gamma_s(i)$. En revanche, dans le cas d'un point saillant (une pointe de paratonnerre ou un coin de bâtiment), lorsque la sphère roulante est en mouvement, la position de son centre $C_s(i)$ tourne autour de ce point saillant et dessine une portion de sphère $\alpha_s(i)$ autour de ce même point de contact $\gamma_s(i)$. Ainsi, pour un incrément donné utilisé pour balayer la zone de la structure, chaque point de contact $\gamma_s(i)$ peut être associé à un certain nombre $N_s(i)$ de différentes positions du centre de la sphère, avec laquelle il est en contact. En normalisant $N_s(i)$ (correspondant à la surface partielle $\alpha_s(i)$) associé à chaque point de contact $\gamma_s(i)$ par le nombre total de points N_{Ts} formant la surface totale A_s , il est possible d'établir une probabilité d'impact $P(i)$ pour chaque point de contact $\gamma_s(i)$, telle que :

$$P(i) = 100 \times \frac{N_s(i)}{N_{Ts}} = 100 \times \frac{\alpha_s(i)}{A_s} \quad [\%] \quad (3)$$



Figure 9 : Application de la méthode de la sphère roulante (Rayon r_s) à une pointe de hauteur h

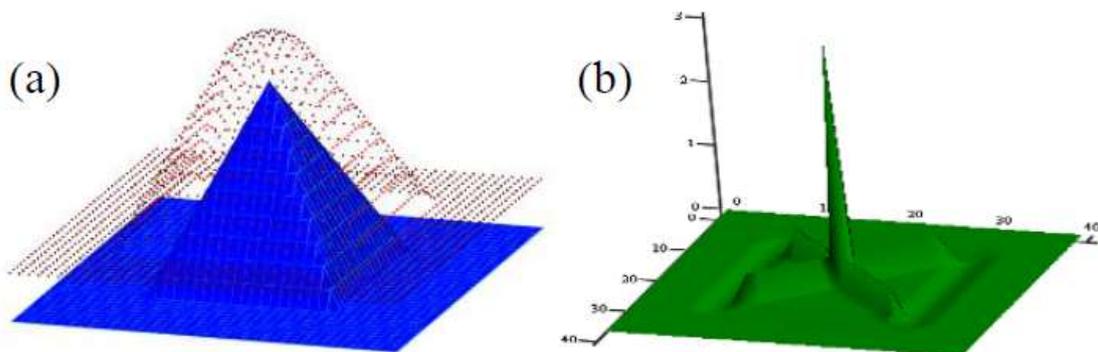


Figure 10 : Détermination de probabilités d'impact à partir de la méthode de la sphère roulante sur un profil pyramidale

Dans le cas de la Figure 10, le profil testé correspond à une représentation 3D d'une forme pyramidale (Figure 10.a) auquel est appliquée la méthode de la sphère roulante. La trajectoire du centre de la sphère T_s est représentée par la surface pointillée. Le nombre $N_s(i)$ de positions du centre de la sphère fictive associé à chaque point de profil $\gamma_s(i)$ est représenté par la courbe de la Figure 10.b. Ainsi, on peut noter que le plus grand nombre de points associés NSMAX correspond à la partie supérieure de la forme pyramidale. A l'inverse, une bande autour de la base de cette forme n'est associée à aucun point de la trajectoire. En effet, ici, le profil géométrique implique que la sphère roulante ne peut pas être en contact avec cette bande. Par conséquent, il correspond au volume protégé.

4.3 Application au Pic du Midi

Afin d'appliquer le modèle au site du Pic du Midi, un profil 3D a été réalisé (Fig.8.a). Il est composé d'une matrice de 520×250 cellules dont les dimensions représentent un carré de 50 cm de côté. La valeur de chaque cellule représente l'élévation de la structure.

La Figure 11 illustre les résultats obtenus par l'application de la méthode de la sphère roulante au profil du Pic du Midi. Une sphère dont le rayon est donné pour un pic de courant donné par l'équation (2), fournit la surface balayée par son centre (Figure 11.b). De cette surface sont déduites les probabilités d'impact sur l'ensemble du site (Figure 11.c). Comme l'on pouvait s'y attendre, la distribution de probabilité (Figure 11.c), présente deux pics principaux : le plus important correspond à la probabilité d'impact sur l'antenne TDF, le second correspond à celle sur le paratonnerre. En appliquant cette méthode au profil pour différentes valeurs de courant, une distribution de probabilité d'impact en fonction du courant peut être obtenue pour chaque point de ce profil.

Dans le cas du Pic du Midi, deux points de la structure sont spécifiquement étudiés : le sommet de l'antenne TDF et la pointe du paratonnerre de la plate-forme de DIMM. La Figure 12 donne les distributions de probabilités de ces deux protubérances pour des courants compris entre -2 kA et -50 kA. Il est à noter que les probabilités sont tracées pour des courants négatifs puisque la méthode de la sphère fictive, basée sur le modèle électro-géométrique, est définie essentiellement pour des coups descendants négatifs.

D'après ces distributions, la probabilité d'impact sur l'antenne TDF et sur le paratonnerre est de quelques % pour de faibles valeurs de courant (respectivement 2,2 % et 1,5 % pour un courant de -2 kA). Sur l'antenne TDF, la

probabilité augmente régulièrement avec le courant et atteint environ 70 % à -60 kA (triangles sur la Figure 12). Dans le cas du paratonnerre, jusqu'à -40 kA, la probabilité augmente également avec le courant (carrés). Au-delà de cette valeur, la probabilité diminue.

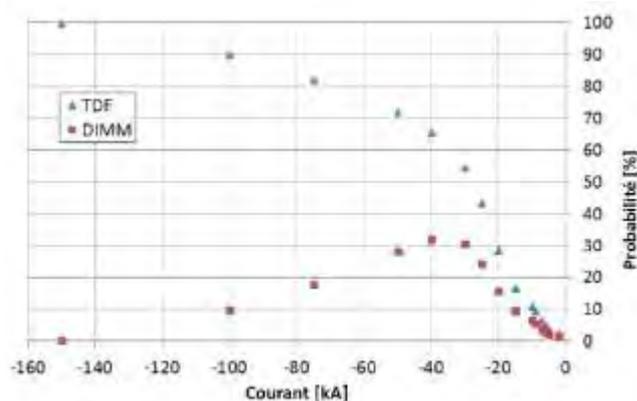


Figure 12 : Distribution des probabilités d'impact sur l'antenne TDF et le paratonnerre de la plateforme DIMM

4.4 Discussion

Bien que nous nous soyons concentrés sur l'antenne TDF et le paratonnerre de la plateforme DIMM, la méthode présentée ici fournie, dans le cas de flashes descendants négatifs, une distribution de probabilités d'impact en fonction du courant (Figure 12), et pour n'importe quel point du site.

Cependant, pour des structures élevées en altitude (telles que le Pic du Midi), la part de flashes ascendants est bien souvent majoritaire devant celle des descendants. Une étude est donc en cours afin, d'une part, d'évaluer la proportion de flashes ascendants se produisant au Pic du Midi, et d'autre part, d'intégrer ce paramètre aux calculs de probabilités.

Un premier calcul, basée sur l'estimation de la hauteur effective de la structure [12], donne un pourcentage de 70% d'ascendants sur le nombre total de flashes se produisant sur le site. Ainsi, avec la prise en compte de cette valeur, une probabilité d'impact, indépendante du sens de propagation et de l'intensité du courant, est déduite. Pour l'antenne TDF, cette probabilité est de 75%. Dans le cas du paratonnerre de la plateforme DIMM, elle est de 3%. Ces premiers résultats semblent être en accord avec les observations réalisées sur le site puisque la majorité d'entre elles concernent des impacts sur l'antenne TDF.

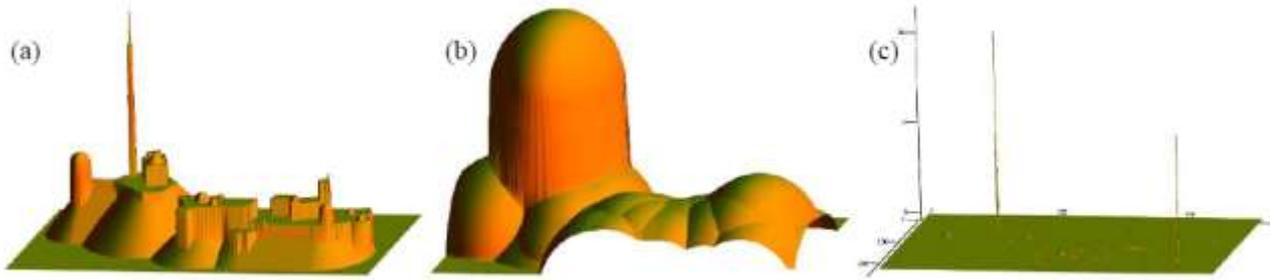


Figure 11 : Application de la méthode de la sphère roulante pour $I_p=10kA$: (a) représentation 3D du Pic du Midi, (b) surface balayée par le centre de la sphère roulante, (c) probabilités d'impact de chaque point du profil.

5. Conclusion

Les travaux présentés dans ce papier visent à étudier le phénomène de capture de la foudre par un paratonnerre en conditions naturelles. A cet effet, sur le site du Pic du Midi de Bigorre, un ensemble de dispositifs expérimentaux a été mis en place. Les données recueillies, durant la campagne 2013, mettent en avant que l'antenne TDF capture une grande majorité des flashes se produisant sur le site. Toutefois, les observations montrent également que le foudroiement n'est pas nul sur le reste du site. Pour la prochaine campagne, de nouveaux instruments seront installés comme une seconde caméra rapide, une sonde de courant au pied de l'antenne TDF ou encore une antenne de mesure à une dizaine de kilomètres du site.

Le modèle développé parallèlement à cette expérimentation fournit des probabilités d'impact sur chacun des points du site en fonction du courant. Les travaux concernant cette approche doivent encore être précisés, notamment en y intégrant des paramètres tels que la proportion de flashes ascendants, la multiplicité ou encore l'émission de traceurs ascendants dans le cas de flashes descendants.

Références

- [1] C. Gary, "La foudre: des mythologies antiques à la recherche moderne". Masson, 1994.
- [2] G. Berger, G. Lafon, G. Serrie, et S. Pédeboy, "New lightning experiment at the Pic du Midi", in Proc. 30th International Conference on Lightning Protection, Cagliari, Italy, 2010.
- [3] G. M. Corrêa, A. M. N. Teixeira, L. C. Pereira, C. R. Mesquita, S. Visacro, H. R. L. Almeida, A. L. Senna, L. Ruhnke, et V. Mazur, "Improvements of the facilities for lightning research at Morro do Cachimbo station", in Proc. 29th International Conference on Lightning Protection, Uppsala, Sweden, 2008.
- [4] A. Haddad et D. F. Warne, "Advances in high voltage engineering", vol. 40. IET, 2004.
- [5] C. Sigogne, P. Pignolet, T. Reess, G. Berger, G. Lafon, et G. Serrie, "New Results At The Pic du Midi Lightning Station", in Proc. 12th International Symposium on Lightning Protection (SIPDA), Belo Horizonte, Brazil, 2013.
- [6] V. A. Rakov, "Lightning electromagnetic environment: from continuing-current fields to x-rays", in International Conference on Grounding and Earthing, Florianopolis - Brazil, 2008, p. 6.
- [7] Météorage, "Bilan de foudroiement 1er semestre 2013", Météorage, 15-juill-2013. [En ligne]. Disponible sur: <http://www.meteorage.fr/actualites/bilan-de-foudroiement-1er-semester-2013>. [Consulté le: 19-juill-2013].
- [8] Météorage, "Un mois de juillet très foudroyé". [En ligne]. Disponible sur: <http://www.meteorage.fr/actualites/un-mois-de-juillet-tres-foudroye>. [Consulté le: 27-sept-2013].
- [9] Météorage, "Bilan de foudroiement annuel de 2013", 27-janv-2014. [En ligne]. Disponible sur: <http://www.meteorage.fr/actualites/une-annee-atypique-et-contrastee-avec-un-mois-de-juillet-record>. [Consulté le: 28-févr-2014].
- [10] M. A. Uman, "The art and science of lightning protection". Cambridge University Press, 2008.
- [11] P. Lalande et A. Delannoy, "Numerical Methods for Zoning Computation", J. Aerosp. Lab, p. 10, déc. 2012.

Influence de la température sur le comportement vibro-acoustique des alternateurs à griffes

Antoine TAN-KIM

Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne
Université de Technologie de Compiègne 60205 Compiègne Cedex, France

antoine.tan-kim@utc.fr

Résumé : – Le bruit acoustique des alternateurs automobiles est un point clé pour les futurs véhicules. Sa réduction requiert une approche multi-physique alliant électromagnétisme, vibro-acoustique et thermique. Dans cette optique, cet article présente l'influence de la température du stator sur le bruit acoustique d'un alternateur à griffes. Des résultats expérimentaux montrent qu'une augmentation de la température s'accompagne par une nette réduction de la puissance acoustique et une variation des fréquences des pics de bruit. Une analyse modale expérimentale du stator est réalisée pour expliquer ce phénomène. Un modèle est développé à partir de ces mesures afin de prédire les fréquences propres du stator bobiné à différentes températures.

MOTS-CLES – Bruit acoustique, alternateur à griffes, température, modélisation, bobinage.

1 Introduction

Avec la réduction du bruit des moteurs thermiques, les constructeurs automobiles imposent des gabarits de niveau sonore toujours plus sévère pour les équipements. Parmi ceux-ci, l'alternateur est notamment ciblé, son niveau de bruit pouvant excéder 70 dB à basse vitesse. Ce bruit provient de deux sources principales : le bruit d'origine aéraulique, provoqué par le ventilateur, et le bruit d'origine magnétique causé par les forces de Maxwell qui s'exercent sur le stator. Ce dernier est particulièrement gênant puisqu'il est prédominant à bas régime (< 6000 tr/min) et n'est donc pas masqué par les autres sources de bruit. Il devient alors nécessaire de pouvoir prédire le comportement vibro-acoustique de l'alternateur afin d'intégrer cette contrainte dès la phase de conception.

De nombreuses études se sont penchées sur le bruit acoustique d'origine magnétique des machines électriques. La majorité s'est concentrée sur les machines synchrones et asynchrones à flux radial [1], [2], [3]. Seuls quelques auteurs ont étudiées le bruit des machines synchrones à griffes [4], [5]. Les modèles multi-physiques utilisés pour la prédiction du bruit incluent principalement l'électromagnétisme et la vibro-acoustique. L'aspect thermique a été peu étudié malgré son importance, notamment pour l'alternateur automobile exposé à des températures sous capot pouvant excéder 120°C.

Les alternateurs automobiles se partagent en deux principales catégories correspondant à leurs nombres de phases : les alternateurs triphasés et « double triphasés ».

Ces derniers possèdent deux systèmes triphasés séparés, connectés en parallèle à la batterie par l'intermédiaire de redresseurs. Ils sont en général plus coûteux mais sont également plus silencieux [6]. Les alternateurs triphasés, toujours largement utilisés pour des applications à coûts maîtrisés, sont donc spécialement visés par la réduction du

niveau sonore. Cette étude se focalisera sur ce type d'alternateur.

Dans cet article, la démarche de calcul du bruit des alternateurs est d'abord exposée. Ensuite, afin de mettre en évidence l'influence de la température sur le comportement vibro-acoustique des alternateurs à griffes, des mesures acoustiques sont réalisées puis complétées par une analyse modale expérimentale. Enfin, un modèle du stator bobiné prenant en compte l'effet de la température est présenté. Ce modèle est un pré-requis pour la simulation du bruit acoustique.

2 Démarche de calcul vibro-acoustique pour les alternateurs à griffes

2.1 Simulation électromagnétique

Le bruit acoustique d'origine magnétique provient essentiellement des forces magnétiques appliquées sur le stator de la machine. Les pressions magnétiques radiales et tangentielles de Maxwell sont données par les équations suivantes :

$$P_r = \frac{B_r^2 - B_t^2}{2\mu_0} \quad (1)$$

$$P_t = \frac{B_r B_t}{\mu_0} \quad (2)$$

avec μ_0 la perméabilité magnétique du vide et B_r , B_t respectivement les composantes radiales et tangentielles de l'induction dans l'entrefer.

Dans le cas d'une machine à flux magnétique bidimensionnel, l'induction dans l'entrefer peut être calculée de façon analytique [7]. L'induction s'exprime alors par la multiplication d'une fonction de perméance avec une fonction de force magnétomotrice. Les expressions de chaque fonction

laissent apparaître des termes associés aux caractéristiques de la machine (nombre de pôles, nombre d'encoches...) qui sont à l'origine de raies acoustiques.

La principale particularité d'un alternateur automobile est la forme de son rotor. Celui-ci est composé de deux roues polaires en forme de griffes dans lesquelles circule un flux magnétique tridimensionnel (Figure 1). Compte tenu de la complexité de cette géométrie, la résolution des équations précédentes nécessite un calcul électromagnétique par la méthode des éléments finis.

Autre particularité, les phases du stator sont connectées à un redresseur lui-même relié à la batterie du véhicule. La Figure 2 montre le circuit électrique pour une connexion en triangle. Cette configuration engendre des harmoniques dans les courants circulant dans les phases du stator. Ces harmoniques se retrouvent ensuite dans les forces magnétiques. Pour prendre en compte ces harmoniques de forces, le calcul magnétique est couplé à un calcul électrique.



Figure 1 : Alternateur automobile (au dessus) et flux magnétique dans une paire de pôles du rotor (au dessous)

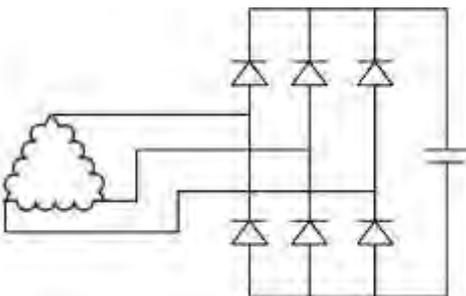


Figure 2 : Connexion des phases du stator au redresseur et à la batterie

2.2 Analyse modale

Le comportement vibratoire d'une structure est régi par l'équation suivante :

$$[M]\{\ddot{x}\} + [C]\{\dot{x}\} + [K]\{x\} = \{F\} \quad (3)$$

avec $\{F\}$ le vecteur de force, $\{x\}$ le vecteur de déplacement et $[M]$, $[C]$, $[K]$ respectivement les matrices de masse, amortissement et rigidité. La résolution de cette équation sans prendre en compte les vecteurs de force et d'amortissement résulte en une base modale de la structure contenant les déformées modales et les fréquences de résonance. La Figure 3 montre les quatre premières déformées modales pour un stator.

Pour certaines machines électriques, le stator constitue la pièce principale et son comportement vibratoire peut s'assimiler à celui d'un anneau [2]. Dans ce cas, les fréquences de résonance s'expriment analytiquement par la formule suivante pour un mode $m \geq 2$:

$$f_m = \frac{2}{\pi D_{\text{moy}}^2} \frac{m(m^2 - 1)}{\sqrt{m^2 + 1}} \sqrt{\frac{EI}{\rho Lh}} \quad (4)$$

avec E le module de Young du matériau, I le moment d'inertie autour de l'axe, ρ la densité volumique et h , L et D_{moy} respectivement l'épaisseur, la longueur et le diamètre moyen de l'anneau.

Cette équation montre que les fréquences de résonance dépendent de la géométrie mais également du matériau de la pièce, en particulier le module de Young. Le stator est constitué d'un assemblage de tôles ferromagnétiques de fine épaisseur (environ 0,5 mm). La modélisation de chaque tôle conduirait à des temps de calculs prohibitifs. Par conséquent, cette pièce est souvent modélisée par un solide homogène possédant des caractéristiques matériaux équivalentes [8]. De même, le bobinage, composé de plusieurs fils de cuivre imprégnés dans un vernis, ne peut être représenté de façon exacte et nécessite la construction d'un modèle équivalent.

La Figure 4 montre une vue explosée d'un alternateur à griffes. Le stator est maintenu à l'intérieur de deux paliers (*brackets*). La complexité de cet assemblage ne permet pas d'approximer l'alternateur par un anneau. Il faut alors déterminer les surfaces d'appui entre le stator et les paliers. Afin de prendre en compte la géométrie des paliers et les contacts entre les pièces, on s'oriente de nouveau vers la méthode des éléments finis pour le calcul de la base modale.

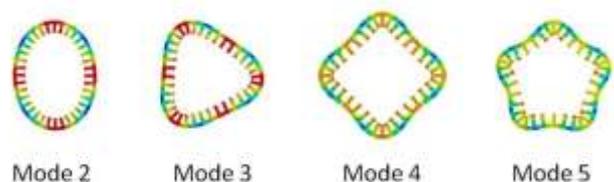


Figure 3 : Déformées modales du stator

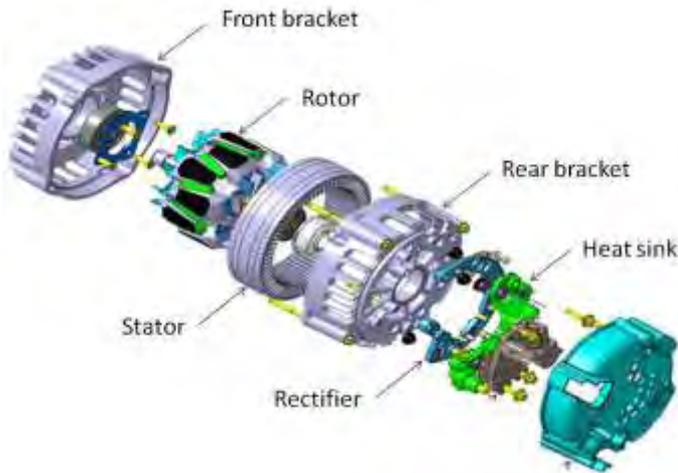


Figure 4 : Vue explosée d'un alternateur à griffes

2.3 Simulation vibro-acoustique

Les simulations électromagnétique et modale utilisant des maillages différents, la première étape du calcul vibro-acoustique consiste à transférer les forces magnétiques du maillage électromagnétique au maillage utilisé pour l'analyse modale. Les vibrations sont ensuite calculées par superposition modale.

A partir de ces vibrations, la puissance acoustique peut être calculée à l'aide de l'équation suivante pour un mode m :

$$W_m = \frac{1}{2} \rho c S \sum \sigma_m v_m^2 \quad (5)$$

avec ρ la densité de l'air, c la vitesse du son dans l'air, S la surface du stator et σ_m le facteur de rayonnement pour le mode m et v_m les vitesses de vibrations radiales.

3. Résultats expérimentaux

3.1 Mesures acoustiques

La puissance acoustique d'un alternateur à griffes est calculée à partir d'une mesure dans une chambre semi-anechoïque (voir Figure 5) selon la norme ISO 3745. Le courant d'excitation au rotor est fixé à 4 A. Deux conditions de mesures sont utilisées et correspondent à des températures différentes (voir Figure 6a). La température est mesurée à l'aide de six thermocouples : deux sur les chignons avant, deux sur les chignons arrière et deux dans le paquet stator. A chaud, la température moyenne du bobinage est d'environ 120°C, à froid, elle varie de 30°C à 60°C. Le bruit est mesuré lors d'une montée en régime jusqu'à 6000 tr/min. Au-delà, le bruit aérodynamique devient prépondérant.

Les mesures de puissance acoustique pour ces deux conditions montrent clairement un niveau de bruit plus faible pour la mesure à chaud (voir Figure 6b). La différence maximale entre ces deux mesures atteint 8 dB. On remarque également que les fréquences des pics de bruit sont modifiées. Ces décalages de fréquences indiquent que l'origine des différences acoustiques provient d'une modification de la structure mécanique.



Figure 5 : Banc de test de l'alternateur dans une chambre semi-anechoïque

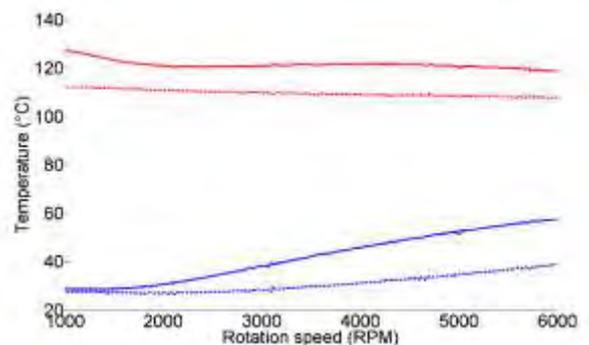


Figure 6a : Température moyenne des chignons (trait plein) et du paquet de fer stator (pointillé) à froid et à chaud

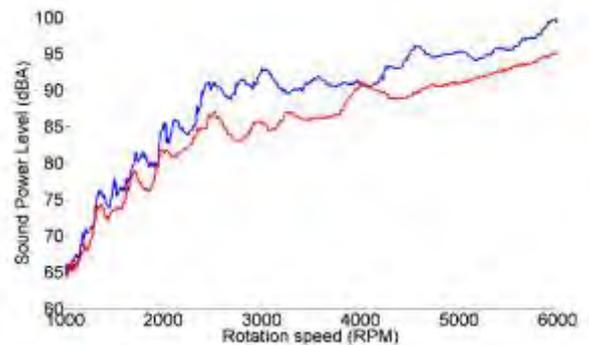


Figure 6b : puissance acoustique d'un alternateur à griffes mesurée à froid et à chaud :

3.2 Analyse modale expérimentale

Afin d'expliquer les phénomènes observés précédemment, une analyse modale expérimentale du stator bobiné est effectuée à différentes températures. Un courant est injecté dans les phases du stator connectées en série. Les pertes par effet Joule engendrent alors une augmentation de la température du stator bobiné. Un essai au marteau de choc est réalisé tous les 20°C jusqu'à 100°C. L'impact est toujours réalisé à la même position et l'accéléromètre est décalé d'un angle de 10° après chaque impact afin de mesurer les déformations sur toute la circonférence de la pièce. Le stator est suspendu à des élastiques (Figure 7) pour laisser libre tous les degrés de liberté (configuration « libre-libre »).

Les déformées mesurées correspondent aux modes radiaux 2, 3, 4 and 5 (voir Figure 7). La Figure 8 montre la somme des FRF (Frequency Response Functions, ratio entre l'accélération mesurée et la force de l'impact) pour chaque température. Entre 20°C et 100°C, les fréquences propres diminuent de 20% et les coefficients d'amortissements évoluent de 1% à 3%. Les fréquences de résonance du stator bobiné pour chaque température sont reportées dans le Tableau 1.

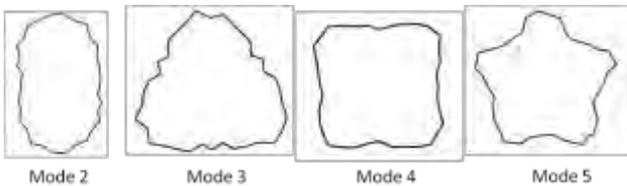


Figure 7 : Dispositif expérimental pour l'essai au marteau et déformées modales mesurées

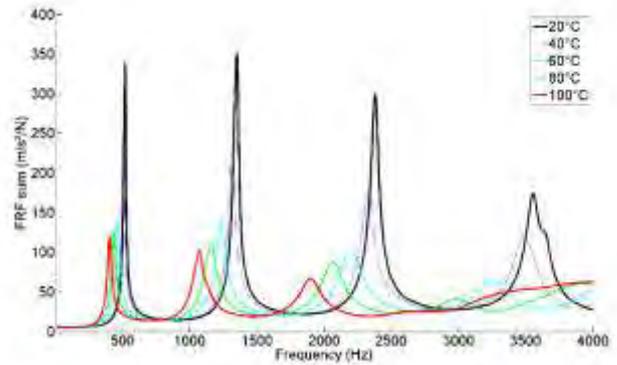


Figure 8 : Somme des FRF radiales mesurées du stator bobiné à différentes températures

La réduction du module de Young de l'acier et du cuivre entre 20°C et 100°C est inférieure à 4% [9]. Par conséquent, le vernis d'imprégnation semble être responsable des changements observés. Dans cette hypothèse, l'effet de la température sera variable d'une machine à une autre en fonction de son bobinage. Les facteurs tels que la quantité de vernis, ses propriétés mécaniques, la méthode d'imprégnation ainsi que le diamètre des conducteurs et leur répartition au sein des encoches modifieront la sensibilité des paramètres modaux à la température.

L'augmentation des coefficients d'amortissements ainsi que la diminution des fréquences de résonance du stator bobiné à haute température permettent d'expliquer la différence de bruit acoustique. Les forces magnétiques s'exerçant sur le stator, une augmentation de l'amortissement résulte en une diminution des vibrations et du bruit acoustique rayonné par l'alternateur.

Les diminutions de fréquences relevées sont significatives. Elles traduisent une modification importante de la structure avec l'augmentation de température. Ces mesures servent en général à construire un modèle mécanique dynamique de la machine. Au vu des résultats précédents, il est clair qu'un seul modèle construit à partir des mesures à température ambiante ne suffit pas pour simuler le comportement vibratoire de l'alternateur. La température doit donc être considérée dans le modèle.

Tableau 1 : Fréquences propres mesurées du stator bobiné en fonction de la température et différences relatives par rapport aux fréquences mesurées à 20°C

Mode	20°C	40°C		60°C		80°C		100°C	
	f (Hz)	f (Hz)	Δf (%)						
2	519	503	-3	464	-11	433	-17	403	-22
3	1351	1314	-3	1231	-9	1160	-14	1073	-21
4	2380	2331	-2	2193	-8	2064	-13	1900	-20
5	3554	3484	-2	3248	-9	2984	-16	-	-

4. Modélisation du stator bobiné avec prise en compte de la température

A partir des mesures précédentes, un modèle du stator bobiné est développé pour chaque température. Compte tenu de la composition du stator (i.e. assemblage de tôles) et du bobinage constitué de fils de cuivre et de vernis, on modélise ces pièces avec des matériaux équivalents. Sur la plage de température étudiée, les paramètres matériaux du paquet de tôles stator sont considérés constants. Seul le matériau équivalent du bobinage est modifié en fonction de la température.

Les paramètres matériaux du paquet de tôles stator sont d'abord déterminés à partir d'un essai au marteau à 20°C. Le dispositif expérimental est le même que précédemment. Le module de Young du stator est recalé afin d'obtenir une erreur minimale par rapport aux mesures. Les fréquences mesurées et calculées sont reportées dans le Tableau 2.

Le module de Young déterminé est environ 20% inférieur à celui de l'acier. Cette diminution est attribuable au feuilletage du stator qui provoque une diminution de rigidité par rapport à un solide homogène.

Tableau 2 : Fréquences calculées et mesurées du paquet de tôles stator à 20°C

Mode	Fréquence calculée (Hz)	Fréquence mesurée (Hz)	Δf (%)
2	484	473	2.3
3	1325	1300	1.9
4	2450	2409	1.7
5	3793	3736	1.5

En conservant le module de Young du paquet de tôles stator, on recalé à présent le module de Young équivalent du bobinage pour chaque température à partir des mesures. Les résultats finaux montrent une excellente corrélation du modèle avec les mesures. Les fréquences propres calculées sont corrélées à $\pm 5\%$ avec les mesures (voir Tableau 3). Avec un unique modèle corrélé à 20°C, les erreurs de fréquences à 100°C atteindraient 20%. Par conséquent, il est nécessaire de prendre en compte l'effet de la température du bobinage dans le modèle afin d'obtenir une prédiction quantitative du niveau de bruit.

Le module de Young à 100°C atteint seulement 30% de sa valeur à 20°C (voir Figure 9). Le recalage des caractéristiques du bobinage équivalent renforcent notre hypothèse que ce composant est à l'origine des variations des paramètres modaux.

Tableau 3 : Fréquences propres simulées du stator bobiné en fonction de la température et différences relatives par rapport aux mesures

Mode	20°C		40°C		60°C		80°C		100°C	
	f (Hz)	Δf (%)								
2	497	-4	485	-4	450	-3	416	-4	394	-2
3	1333	-1	1303	-1	1208	-2	1119	-4	1061	-1
4	2421	+2	2367	+2	2195	0	2033	-2	1924	+2
5	3689	+4	3608	+4	3342	+3	3086	+3	2910	-

Pour toutes les températures, le modèle sous estime les premières fréquences naturelles et surestime les dernières. Ce résultat indique que l'ajout de rigidité du bobinage est également dépendant de la fréquence. En effet, en haute fréquence le bobinage pourrait se désolidariser des surfaces des encoches provoquant une diminution de la rigidité apportée.

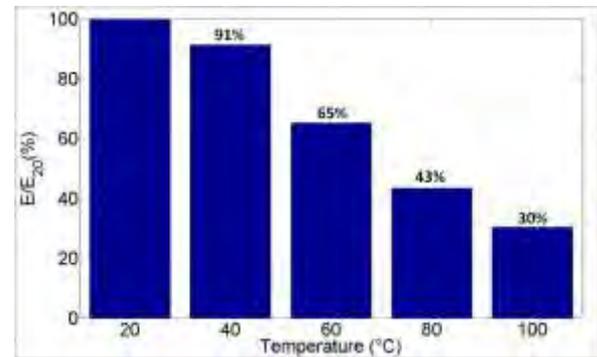


Figure 9 : Module de Young équivalent du modèle du bobinage stator en fonction de la température exprimé par rapport à la valeur à 20°C

5. Conclusion

La démarche de calcul vibro-acoustique de l'alternateur à griffes a d'abord été exposée. Il s'agit d'une simulation qui nécessite la construction de modèles multi-physiques. La complexité de cette machine nous a orientés vers une simulation par la méthode des éléments finis. Dans un second temps, l'influence de la température sur le bruit d'un alternateur à griffes a été mise en évidence. Les mesures acoustiques montrent qu'une augmentation de température provoque une claire réduction du niveau de bruit et une modification des fréquences des pics de bruit. Une analyse modale expérimentale a montré que les différences acoustiques peuvent s'expliquer par les modifications des paramètres modaux du stator bobiné. La prise en compte de l'effet de la température dans la modélisation du stator bobiné s'est avérée indispensable pour prédire les fréquences de résonance avec une erreur inférieure à $\pm 5\%$. Les paramètres déterminés dans cette étude pourront être utilisés dans un modèle complet de l'alternateur pour simuler le bruit acoustique d'origine magnétique.

Références

- [1] J. F. Gieras, J. C. Lai, and C. Wang, *Noise of polyphase electric motors*. CRC Press, 2005.
- [2] J. Le Besnerais, V. Lanfranchi, M. Hecquet, P. Brochet, and G. Friedrich, "Prediction of audible magnetic noise radiated by adjustable-speed drive induction machines," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 4, pp. 1367–1373, July 2010.
- [3] P. Pellerey, V. Lanfranchi, and G. Friedrich, "Coupled numerical simulation between electromagnetic and structural models. influence of the supply harmonics for synchronous machine vibrations," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 2, pp. 983–986, Feb 2012.
- [4] I. Ramesohl, C. Kaehler, and G. Henneberger, "Influencing factors on acoustical simulations including manufacturing tolerances and numerical strategies," in *Electrical Machines and Drives, 1999. Ninth International Conference on (Conf. Publ. No. 468)*, 1999, pp. 142–146.
- [5] W. Eversman, S. Burns, S. Pekarek, H. Bai, and J. Tichenor, "Noise generation mechanisms in claw pole alternators," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 283, no. 12, pp. 369 – 400, 2005.
- [6] B. Zhang, H. Bai, S.D. Pekarek, W. Eversman, R. Krefta, G. Holbrook, D. Buening, "Comparison of 3-, 5-, and 6-phase machines for automotive charging applications," *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International*, vol.3, no., pp.1357,1362 vol.3, 1-4 June 2003.
- [7] J. Le Besnerais, V. Lanfranchi, M. Hecquet, "Bruit audible d'origine magnétique dans les machines asynchrones," *Techniques de l'ingénieur*, D 3580.
- [8] J. Dupont, P. Bouvet, and L. Humbert, "Vibroacoustic simulation of an electric motor: Methodology and focus on the structural fem representativity," in *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on*, Sept 2012, pp. 3027–3033.
- [9] H. Ledbetter, "Temperature behaviour of young's moduli of forty engineering alloys," *Cryogenics*, vol. 22, no. 12, pp. 653 – 656, 1982.

Modélisations numériques des pertes AC dans un tube supraconducteur

G ESCAMEZ^{1,2}, Arnaud BADEL², Pascal TIXADOR², Brahim RAMDANE², Gérard MEUNIER², Arnaud ALLAIS¹, Christian-Éric BRUZEK³

¹Nexans Research Center, 170 Avenue Jean Jaurès, F-69353 Lyon Cedex-07, France

²Univ de Grenoble Alpes, G2Elab/Ins NEEL, F-38402 Grenoble, France.

CNRS, G2Elab/Ins NEEL, F-38402 Grenoble, France.

³Nexans, 4-10 Rue Mozart, Le Christophe 2, F-92587 Clichy Cedex, France.

guillaume.escamez@nexans.com

Résumé : Les pertes AC dans les câbles supraconducteurs générées par un environnement variable dans le temps impactent la cryogénie et donc la faisabilité industrielle des dispositifs supraconducteurs. Nexans est aujourd'hui sur le point de réaliser des fils cylindriques supraconducteurs pour des câbles de forte puissance. Aucune étude numérique n'a pour l'instant porté sur le calcul des pertes AC dans un ou plusieurs tubes. Cet article présente les étapes de création d'un modèle de calcul de pertes à l'aide d'un logiciel d'éléments finis pour une nouvelle géométrie : tube ou cylindre supraconducteur. La non-linéarité des formules E-J ainsi que les problèmes de convergence ont été traités par l'implémentation d'une formulation en H pour la résolution numérique. Les résultats ont été comparés aux formules analytiques. Dans le but de vérifier l'exactitude du modèle, une série de mesures expérimentales a aussi été réalisée sur un ruban supraconducteur industriel.

1. Introduction : les pertes dans les supraconducteurs haut-Tc?

Les supraconducteurs à haute température critique permettent aujourd'hui la réalisation de nombreuses applications industrielles dans le domaine des fortes puissances. L'utilisation de l'azote liquide comme moyen de refroidissement a permis de baisser le coût de la cryogénie par rapport à l'hélium liquide. Depuis quelques années, la tendance des grands fabricants est d'augmenter les courants critiques pour le conducteur YBCO sans altérer la géométrie fondamentale du conducteur (ruban). Cette augmentation permet le transport d'une puissance plus importante sous une même tension dans les dispositifs supraconducteurs. Plusieurs projets visent aujourd'hui l'utilisation de ces conducteurs: câbles de transport AC ou DC, limiteurs de courant de défaut, moteurs, aimants fort champ. Pour une partie de ces applications, les supraconducteurs sont bien appropriés car ils ne présentent pas de pertes, en particulier dans un environnement parfaitement statique. Toutefois lorsque le supraconducteur est soumis à un contenu variable dans le temps (courant ou champ extérieur), celui-ci dissipe des pertes en dessous de la surface critique (le conducteur étant dans son état supra). Ces pertes réchauffent le conducteur et impactent donc le dimensionnement du dispositif cryogénique. Les pertes dans les rubans supraconducteurs ont fait l'objet d'un certain nombre d'études visant à évaluer l'intérêt de cette technologie dans la création de câbles de

puissance [1]. Nexans développe à ce jour la création de fils cylindriques supraconducteurs[2] faits d'un ruban supraconducteur roulé sur lui-même et soudé. L'utilisation de ces tubes pour la création de câbles de forte puissance (plusieurs dizaines de kilo-Ampère) se justifie car la compacité avec des fils cylindriques est meilleure qu'avec des rubans. En effet, pour l'instant seuls des câbles faits de rubans enroulés autour d'une âme ont été réalisés et testés. Les fils cylindriques supraconducteurs permettent d'avoir un câble plus compact (meilleur arrangement des tubes) et une densité globale de courant nettement améliorée (multiplication par un facteur 5). Les projets de câbles supraconducteurs faits de rubans et de tubes sont présentés sur la Figure 1 :



Figure 1 : Câbles supraconducteurs faits de rubans (a) et de fils cylindriques (b)

Il convient toutefois d'analyser les pertes dans les tubes supraconducteurs soumis à un courant ou un champ extérieur variable dans le temps. Cet article présente la première étape de la création d'un modèle d'estimation des pertes AC pour un câble de forte puissance fait de fils cylindriques supraconducteurs. Une

présentation générale des pertes dans les supraconducteurs et leur implémentation dans un logiciel d'éléments finis est réalisée dans la partie 2. Les différents résultats obtenus pour un fil cylindrique dans un environnement variable sont détaillés dans la partie 3. Enfin, dans le but d'estimer l'exactitude du modèle, diverses expériences ont été menées sur un ruban supraconducteur commercial et sont présentées dans la partie 4.

2. Modèle développé pour le calcul des pertes dans les supraconducteurs

Les supraconducteurs ne présentent pas de résistivité mesurable sous des conditions de température et de courant de transport (on parle de température critique et de courant critique). Cette absence de résistivité n'implique pas forcément une absence de pertes. Lorsqu'un supraconducteur est soumis à un environnement purement statique, il ne dissipe pas de pertes. L'application d'un contenu instationnaire variable dans le temps (par exemple un courant sinusoïdal) sur un supraconducteur crée une variation temporelle d'induction magnétique à l'intérieur du conducteur. Cette variation d'induction engendre la création d'un champ électrique en accord avec l'équation de Maxwell :

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1)$$

Où E est le champ électrique et B l'induction magnétique.

L'existence d'un champ électrique variable implique la création de courants induits et donc de pertes à l'intérieur du supraconducteur (2)

$$P_{AC} = \iiint \vec{J} \cdot \vec{E} \, dv \quad (2)$$

Où dv est le volume de supraconducteur, J la densité de courant (A/m^2) et P_{ac} les pertes AC dans le supraconducteur.

Ce calcul intégral impose de connaître les distributions de densité de courant et le champ électrique à l'intérieur du conducteur. Le supraconducteur piégeant aussi les densités de courant dans le conducteur, il convient de connaître l'histoire du phénomène pour pouvoir évaluer ces pertes. Pour ces deux raisons, un modèle a été développé à l'aide d'un logiciel d'éléments finis commercial (COMSOL[®]). Le modèle de résolution de ce problème magnéto-transitoire a été inspiré de plusieurs travaux réalisés sur des rubans ou sur des supraconducteurs à basse température critique [3], [4]. L'équation de résolution qui régit le modèle est la suivante (3)

$$\nabla \times (\rho(J) \cdot \nabla \times H) = -\mu_0 \frac{\partial H}{\partial t} \quad (3)$$

$$\text{avec } B = \mu_0 H$$

Où est H le champ magnétique (en A/m), J la densité de courant (A/m^2) et ρ la résistivité des matériaux ($\Omega.m$).

Cette formulation dite 'en H ' permet de bons résultats de convergence et de stabilité pour le calcul de problèmes fortement non linéaire, particulièrement adapté dans le cas des supraconducteurs (loi en E - J non linéaire présenté ci-après).

Les simulations ont été réalisées en 2D suivant un plan xOy avec un courant imposé selon Oz . Le problème se réduit donc à évaluer le champ magnétique H porté par Ox et Oy et le champ électrique dont la seule composante est portée par Oz . Le calcul des pertes a été réalisé avec des courants et des champs magnétiques extérieurs sinusoïdaux dans le temps. Les pertes moyennes sur une période de phénomène P_{AC} (W/m) pour le supraconducteur deviennent :

$$P_{AC} = \frac{1}{T} \cdot \int (\iint J_z \cdot E_z \, dS) \, dt \quad (4)$$

Avec T la période de la sinusoïde, dS la surface du supraconducteur. J_z et E_z sont respectivement la densité de courant et le champ électrique dans le conducteur.

La résistivité non linéaire du supraconducteur est modélisée à l'aide de deux formulations : la première utilisant une loi développée notamment à l'Université de Genève [5] en (5) et la loi 'classique' en puissance en (6).

$$\rho(J) = \frac{E(J)}{|J|} = \begin{cases} \frac{E_c}{|J| \left(\frac{J_c - 1}{J_c}\right)^{n_1}} \left(\frac{|J|}{J_c} - 1\right)^{n_1} + \rho_0 \text{ si } |J| \geq J_{c1} \\ 0 & \text{si } |J| < J_{c1} \end{cases} \quad (5)$$

$$\rho(J) = \frac{E(J)}{|J|} = \frac{E_c}{J_c} \left(\frac{|J|}{J_c}\right)^{n-1} \quad (6)$$

Les paramètres utilisés pour les simulations sont $J_c=1,15.10^4$ A/mm^2 , $J_{c1}=1,13.10^4$ A/mm^2 , $n_1=2$, $n=30$, $E_c=1$ $\mu V/m$. Ces deux lois expérimentales visent à décrire le comportement du supraconducteur sous le courant critique (I_c) et au-dessus lors d'utilisations dissipatives. La loi en J^n (6) modélise la résistivité du supraconducteur en prenant en compte l'activation thermique des vortex lors des mesures de champ électrique avec des courants proches de I_c [6], tandis que la loi alternative considère l'absence totale de champ électrique en dessous de J_{c1} . En revanche, expérimentalement, avec cette loi, l'exposant n_1 est pratiquement constant alors que n varie avec le courant et la température. Une grande partie des simulations suivantes sont basées sur la première loi de puissance mais certains résultats seront présentés dans le but de comparer l'impact de ces différentes lois sur le calcul des pertes.

3. Les pertes dans un tube supraconducteur

Le fabricant de câbles Nexans est en phase de création de tubes composés de rubans de YBCO repliés sur eux-mêmes et soudés avec un courant critique proche de 130 A. Ces tubes possèdent un rayon intérieur de 0,9 mm et une couche de YBCO de 2 µm. Les pertes AC dans un tube supraconducteur ont été résolues analytiquement en champ propre[7] (courant de transport sinusoïdal) et en champ extérieur[8] (champ magnétique extérieur sinusoïdal). Toutefois aucun calcul analytique n'a été fait concernant les pertes AC lorsque le tube est soumis à un champ magnétique et un courant de transport variable. Le modèle a d'abord été testé en champ propre et en champ extérieur puis dans un second temps avec une combinaison champ propre-champ extérieur.

3.1. Pertes en champ propre

Les pertes en champ propre sont générées par l'action d'un courant variable dans le temps. Le courant de transport utilisé lors des simulations est un courant sinusoïdal de fréquence $f=50$ Hz et d'amplitude I comprise entre 0 et 117 A (correspondant à un rapport I/I_c de 0,9). La formule analytique[9] des pertes en champ propre pour un cylindre est présentée ci-dessous :

$$P_{AC-analytique} = \frac{f \mu_0 I_c^2}{\pi} \left(\frac{\beta}{\alpha_R} - \frac{\beta^2}{2} + \frac{(1-\alpha_R\beta)}{\alpha_R^2} \cdot \ln(1 - \alpha_R\beta) \right) \quad (7)$$

avec $\alpha_R = 1 - \frac{R_{in}^2}{R_e^2}$ et $\beta = \frac{I}{I_c}$

Où f est la fréquence (Hz), I_c le courant critique (130 A), I l'amplitude du courant, R_{in} le rayon intérieur du tube et R_e le rayon extérieur du tube (respectivement 0,9 mm et 0,902 mm).

La figure 1 présente les résultats de simulation ainsi que la formule analytique (7).

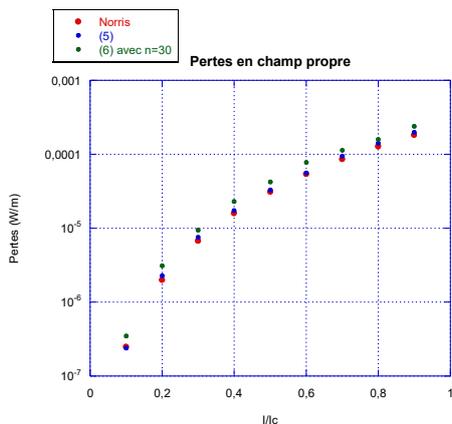


Figure 1 : Pertes en champ propre pour un tube supraconducteur

Les résultats des simulations sont proches (<5% pour la formulation (5) et des écarts jusqu'à 20% pour la formulation (6)) de la formule analytique. Les écarts

constatés sont liés à la formulation implémentée dans le logiciel utilisant une loi pour le supraconducteur suivant (5) ou (6). Au contraire, la formule analytique utilise le modèle de Bean[10], définissant une résistivité nulle jusqu'à I_c et une résistivité non nulle pour un courant égal au courant critique, soit aussi un n «infini». Cette hypothèse a permis le calcul analytique mais ne décrit pas totalement le comportement du supraconducteur notamment proche de son courant critique. Les lois implémentées dans le logiciel donnent des résultats proches de la formulation analytique avec une meilleure précision pour la loi (5). Avec la loi E-J en J_n (6), les résultats sont très proches de l'analytique pour un n grand (loi en E-J proche du modèle de Bean, l'erreur est inférieure à 1% pour un n de 1000).

3.2. Pertes en champ extérieur

La figure 2 présente les pertes calculées pour un tube supraconducteur soumis à un champ magnétique extérieur sinusoïdal de fréquence 50 Hz ainsi que la formule analytique utilisant le modèle Bean comme hypothèse fondamentale (champ électrique du supraconducteur nu sous le courant critique et non nul pour un courant égal au courant critique)[8].

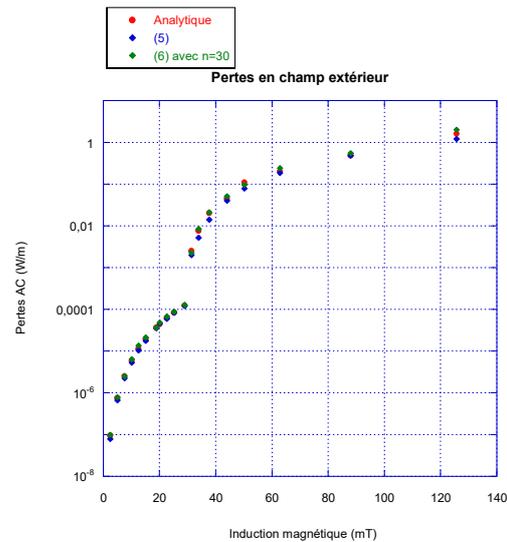


Figure 2 : Pertes en induction magnétique extérieure pour un tube supraconducteur

On observe une forte augmentation de la valeur des pertes lorsque l'induction magnétique extérieure appliquée est supérieure à 30 mT, ceci correspondant à la pénétration complète du courant à l'intérieur de la couche supraconductrice. Pour des inductions magnétiques inférieures à 30 mT le tube écran l'induction magnétique ; aucune induction magnétique n'est présente à l'intérieur du tube. Lorsque l'amplitude de l'induction appliquée est supérieure à l'induction de pénétration, l'induction magnétique pénètre l'intérieur du tube. La figure 3 présente les répartitions de densité de courant (rouge : densité de courant positive et bleu :

densité de courant négative) ainsi que l'induction magnétique (flèches normalisées). L'épaisseur des tubes a été volontairement agrandie pour permettre une meilleure visibilité des répartitions de courant.

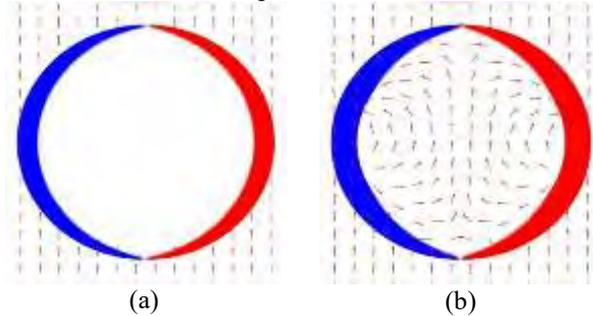


Figure 3 : Répartition de courant et induction magnétique pour un champ de 20 mT (a) et de 50 mT (b)

Les calculs des pertes en champ extérieur sont proches de la formule analytique (écart moyen pour la formulation (5) de 7 % et de 12 % pour la formulation (6)). On observe un bon accord entre les simulations numériques et les calculs analytiques. On note toujours une meilleure précision sur l'estimation des pertes avec la formulation (5) qu'avec la formulation (6) avec un n de 30 (valeur typique mesuré sur des rubans YBCO commerciaux). La formulation (6) est plus rapide à réaliser que la formulation (5) (augmentation moyenne du temps de calcul de 30 %).

Les calculs de pertes en champ propre et extérieur sont proches des valeurs analytiques. Pour la suite des simulations numériques, la formulation (5) sera étudiée, les calculs précédents montrant que les résultats dépendent peu de la loi E-J utilisée.

3.3. Pertes couplées champ propre - champ extérieur

Dans le but de simuler un câble supraconducteur fait de plusieurs tubes, l'étude des pertes AC sur un tube supraconducteur sous l'action d'un courant ainsi que d'un champ magnétique extérieur a été menée. Les résultats sont présentés sur la figure 4 avec en abscisse l'induction magnétique extérieure et en ordonnée les pertes (calculés pour une fréquence de 50 Hz avec un courant de transport et un champ magnétique sinusoïdaux en phase). Les résultats sont donnés en fonction du ratio entre l'amplitude du courant de transport et le courant critique.

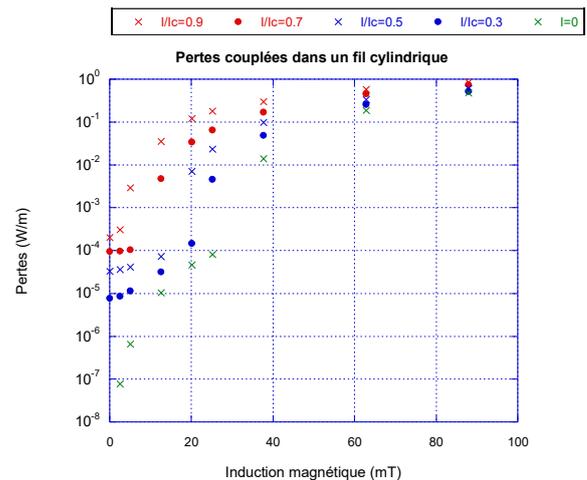


Figure 4 : Pertes couplées pour un tube supraconducteur

On observe que, pour une même amplitude de champ magnétique, les pertes augmentent avec l'augmentation du courant de transport. Le champ magnétique de pénétration est lui aussi réduit en fonction du courant déjà présent dans le tube. Pour une utilisation du tube supraconducteur dans les meilleures conditions, il convient de choisir un couple (I,B) tel que le tube ne soit pas pénétré ce qui correspond par exemple à une induction magnétique inférieure à environ 20 mT pour un I/I_c de 0,5.

Différentes simulations ont été réalisées sur un tube supraconducteur dans le but d'estimer les pertes AC lors de l'utilisation d'un courant ou d'un champ magnétique extérieur variable. Cette étude a été menée et confrontée aux valeurs analytiques pour vérifier l'exactitude des résultats. Il apparaît de ces résultats que la formulation de l'Université de Genève (5) est plus proche des formules analytiques pour un temps de calcul plus long. L'utilisation d'une formulation en H a permis de résoudre les problèmes de stabilité dans ce genre de problème non linéaire. L'écart entre la formule analytique et les résultats de la formulation (6) sont expliqués par une formule plus éloigné du modèle de Bean (la loi en J_n possédant une résistivité non nulle pour toutes les valeurs en dessous de I_c).

4. Mesures sur un ruban supraconducteur

Il n'a pas été possible de mesurer les pertes d'un fil cylindrique supraconducteur YBCO. Dans l'optique de mesurer des pertes pour vérifier l'exactitude du modèle, une manipulation expérimentale sur un ruban commercial YBCO de l'entreprise SuperPower®[11] a été réalisée. Le ruban est composé d'une couche de YBCO de 2 μm , une largeur de 4 mm et un courant critique de 130 A. Les pertes mesurées sont des pertes en champ propre avec une source de courant alternative pouvant atteindre 100 A et une fréquence de 2 kHz. La manipulation a lieu dans l'azote liquide à 77 K. La mesure des pertes est faite de manière électrique : deux

prises de potentiel ont été placées sur le ruban à une distance suffisante des amenées de courant en cuivre (6 cm) et soudées avec de la laque d'argent de sorte à limiter les résistances de contact. Le signal des pertes à mesurer étant en phase, la partie inductive de la tension a dû être supprimée : ainsi la tension inductive a été compensée. Les résultats ont été comparés au modèle numérique avec un courant critique de 125 A. La figure 5 présente les pertes mesurées sur le ruban ainsi que le modèle numérique en fonction de l'amplitude du courant (a) à 50 Hz et en fonction de la fréquence (b) pour des courant de 61 A et 55 A.

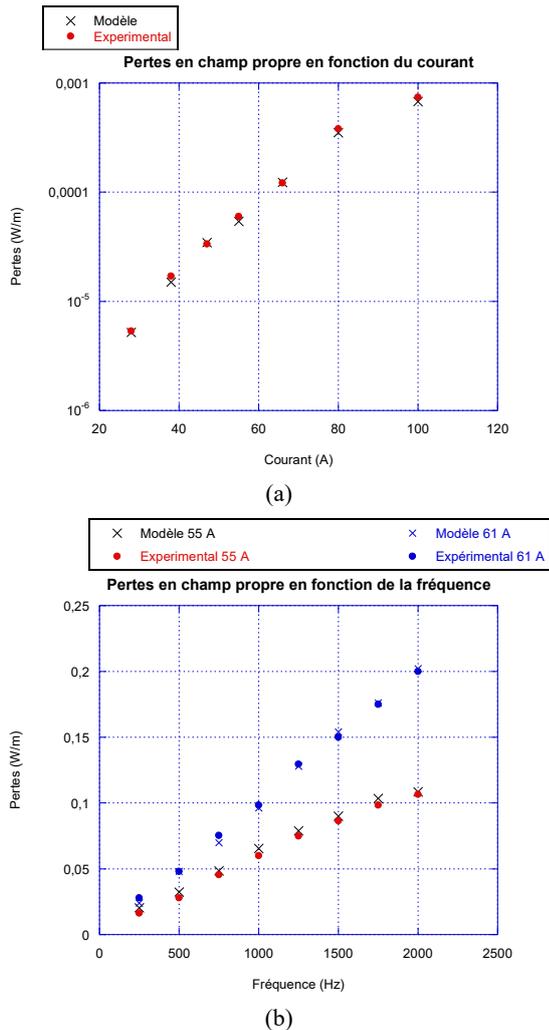


Figure 5 : Pertes expérimentales et numériques en fonction du courant (a) et de la fréquence (b)

On observe que l'accord entre le modèle numérique et les manipulations expérimentales est très bon pour les deux figures (écart inférieur à 7 %, 5 % en moyenne). Les résultats de simulations présentés sur la figure 5 ont été obtenus avec la formule (5). La formulation (6) donne des résultats plus éloignés (écart compris en 6 et 10 % pour une valeur de n de 30). Les calculs analytiques montrent une dépendance linéaire des pertes en fonction de la fréquence, ce qui est validé expérimentalement et numériquement. En conclusion, la formulation (5) est plus proche des pertes mesurées.

5. Conclusion

Cet article présente les pertes d'un fil cylindrique supraconducteur estimées à l'aide d'un logiciel d'élément finis. Le modèle a aussi été confronté à une manipulation expérimentale et l'accord est bon ($<7\%$). La formulation de l'Université de Genève donne des résultats en moyenne plus proches des valeurs analytiques mesurées. La formulation en H développée dans le modèle est particulièrement adaptée pour ces calculs car elle fait intervenir la résistivité des matériaux (nulle pour des valeurs de densité de courant inférieur à J_{c0}) et non pas leur conductivité. La formule (5) a donc été retenue pour la suite de nos calculs malgré un temps de calcul légèrement augmenté. Compte tenu des bons accords simulations numériques-analytiques, il est possible de conclure qu'en première approximation, les pertes simulées devraient être proches des pertes expérimentales pour un tube supraconducteur. La suite du travail consiste en la création et le dimensionnement d'un modèle avec plusieurs tubes supraconducteurs ainsi que le passage à la 3D et une phase de manipulation expérimentale.

6. Références

- [1] J. Souc, F. Gomory, B. Klincok, L. Frolek, M. Vojenč, A. Usoskin, and A. Rutt, "AC Loss Measurement of YBCO Cable Model," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 17, no. 2, pp. 1718–1721, 2007.
- [2] C. E. Bruzek, A. Allais, S. Morice, C.-F. Theune, S. Petit, M. Mikołajczyk, N. Dechoux, C. Jimenez, E. Sarigiannidou, L. Porcar, J. Soubeyroux, P. Odier, and T. Waeckerle, "New HTS 2G Round Wires," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 22, no. 3, pp. 5800204–5800204, Jun. 2012.
- [3] V. M. R. Zermeno and F. Grilli, "3D modeling and simulation of 2G HTS stacks and coils," *Supercond. Sci. Technol.*, vol. 044025, no. 27, p. 7, 2014.
- [4] F. Grilli, E. Pardo, A. Stenvall, D. N. Nguyen, and W. Yuan, "Computation of Losses in HTS Under the Action of Varying Magnetic Fields and Currents," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 24, no. 1, 2014.
- [5] J. Duron, F. Grilli, L. Antognazza, M. Decroux, S. Stavrev, B. Dutoit, and Ø. Fischer, "Finite-element modelling of superconductors in over-critical regime with temperature dependent resistivity," *J. Phys. Conf. Ser.*, vol. 43, pp. 1076–1080, Jun. 2006.

- [6] S. Stavrev, "Modelling of High Temperature Supraconductors for AC Power Applications," École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2002.
- [7] W. T. Norris, "Calculations of hysteresis losses in hard super-conductors carrying ac: isolated conductors and edges of thin sheets," *J. Appl. Phys.*, vol. 3, 1930.
- [8] Y. Mawatari, "Superconducting tubular wires in transverse magnetic fields," *Phys. Rev. B*, vol. 83, no. 13, p. 134512, Apr. 2011.
- [9] W. T. Norris, "Calculation of hysteresis losses in hard super- conductors carrying ac : isolated conductors and edges of thin sheets," *J. Appl. Phys.*, vol. 3, no. 1930, pp. 489–507, 1969.
- [10] C. P. Bean, "Magnetization of High-Field Superconductors," in *Reviews of Modern Physics*, 1964, vol. 267, no. 1960.
- [11] "<http://www.superpower-inc.com/>."

Capteur de courants innovant pour des systèmes polyphasés Application aux câbles multiconducteurs

Menad BOURKEB

Université de Lyon, F-69622, Lyon, France ; Université Lyon 1, Villeurbanne ; CNRS, UMR 5005, Laboratoire Ampère.43, Boulevard du 11 Novembre 1918, Villeurbanne, 69622, France

menad.bourkeb@univ-lyon1.fr

Résumé : Cet article porte sur l'étude et la réalisation d'un prototype de capteur de courants innovant pour des câbles multiconducteurs. Outre le caractère non-intrusif de ce capteur (i.e. mesure sans contact), il permet de réaliser une mesure sur un système polyphasé dont la position des conducteurs est inconnue. L'approche adoptée est basée sur la résolution d'un problème inverse. En effet, à partir d'une mesure de la signature des champs magnétiques autour du câble multiconducteur, des algorithmes de reconstruction appropriés permettent de remonter aux courants circulant dans le câble. En plus des résultats de simulation, un banc de tests a été conçu et une validation expérimentale de ce concept est présentée, notamment pour une structure comportant un blindage en matériau ferromagnétique pour atténuer les perturbations extérieures.

MOTS-CLES – capteur, courant, câble, multiconducteur, magnétomètre, magnétique, blindage

1. Introduction

L'économie d'énergie électrique est souvent assimilée à l'utilisation d'appareils à basse consommation, ou à des travaux de rénovation coûteux. Mais ces considérations ne sont pas suffisantes si le dysfonctionnement de certains dispositifs ou si une consommation anormale n'est pas décelée rapidement. Plus particulièrement en industrie, un défaut électrique non décelé par les disjoncteurs ou les relais, ou un défaut de type mécanique, sont autant de sources de gaspillage d'énergie électrique non négligeables. De même, le facteur de puissance d'une installation électrique est crucial car son défaut est facturé pour l'industriel, et oblige le fournisseur d'énergie à surdimensionner la puissance de ses installations. Toutes ces défaillances peuvent perdurer dans le temps si aucune analyse énergétique n'est effectuée, et compromettre l'efficacité énergétique d'une installation. Il existe donc un fort potentiel d'économie d'énergie dans le domaine industriel, d'où la nécessité de la recherche d'une solution de mesure innovante et à bas coût, à même de répondre aux besoins d'efficacité et de suivi énergétique. Une analyse de la consommation ne sera pertinente que si une mesure durable, voir permanente, est mise en place.

En ce qui concerne la mesure des grandeurs électriques, les solutions existantes à ce jour permettent la mesure sur un seul conducteur à la fois. Actuellement, il est donc nécessaire d'intervenir dans les armoires électriques ou d'isoler les conducteurs d'un câble gainé afin d'avoir les mesures dans tous les conducteurs d'un câble. Ces opérations sont coûteuses car elles impliquent l'intervention de personnes habilitées à l'intérieur des armoires électriques, qui sont parfois dans l'obligation d'effectuer une coupure de l'alimentation électrique du système et donc d'interrompre le processus industriel.

Pour la plupart des instruments de mesure, la mesure de courant passe par la mesure du champ magnétique rayonné par les conducteurs, que ce soit par des principes classiques (transformateurs d'intensité, bobines de Rogowski) ou par des techniques plus élaborées utilisant des mesures ponctuelles de l'induction du champ magnétique. Cependant, aucune méthode n'existe actuellement pour la mesure non-intrusive des courants d'un système multiconducteur, dont on ne connaît pas forcément la configuration (les positions des conducteurs dans un câble).

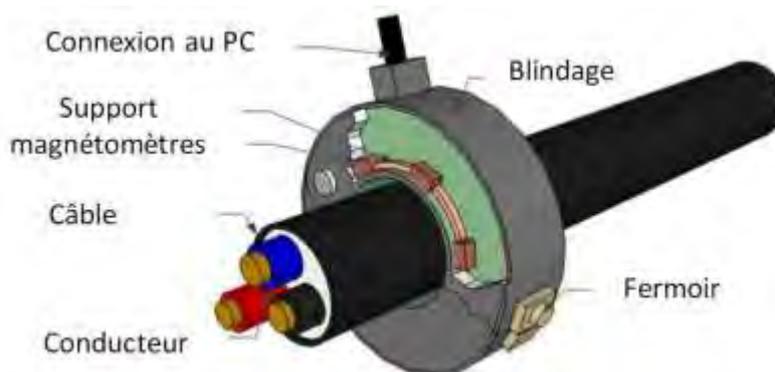


Figure 1.1 ; Dessin du capteur de courant à réaliser

D'Antona et al. proposent un nouveau principe réalisant la mesure simultanée de courants polyphasés circulant dans des conducteurs parallèles [1] ; les conducteurs sont des barres de cuivre (dont la configuration est bien connue) et des résultats expérimentaux satisfaisants sont présentés. Ce résultat a été étendu afin de prendre en compte des perturbations électromagnétiques [2]. Une analyse détaillée de plusieurs technologies non-intrusive est donnée dans [3-5]. Toutes ces méthodes sont basées sur une hypothèse : la connaissance de la position des conducteurs. Dans [6] est présenté un capteur de courant dédié à un dispositif électrique de géométrie connue avec des magnétomètres de type Fluxgate. [7-8] présentent de très bons résultats pour la mesure du courant, mais cela pour un seul conducteur. Enfin, des capteurs basés sur la technique de mesure du champ magnétique par fibre optique avec une très bonne précision (0.1% à 1 %) sont présentés dans [9-10] : l'inconvénient de ce type de capteurs, c'est le fait qu'ils soient étudiés pour un seul conducteur ainsi que leur coût très élevé due à l'utilisation de cristaux.

Cette démarche de reconstruction du courant par la mesure du champ magnétique requiert la résolution d'un problème inverse. Il existe certains brevets déposés concernant cette application [11-16], mais aucun prototype n'a vu le jour actuellement. Nous avons déposé un brevet [17] contenant notre méthode de reconstruction des courants, et nous nous sommes lancés dans l'étude et la réalisation du prototype capteur de courants.

La reconstruction des courants dans un câble que nous proposons est fournie par des mesures simultanées des champs magnétiques en divers points autour du câble. Notre dispositif est destiné à être utilisé principalement en milieu industriel. L'une des contraintes est que la mesure soit établie autour d'un câble multiconducteur, qui est potentiellement positionné à proximité d'autres câbles de même catégorie émettant des champs magnétiques tout aussi importants (voir même plus importants). En effet, si l'on considère un chemin de câbles, les magnétomètres vont mesurer des champs magnétiques émis par le câble ciblé, mais aussi ceux des autres câbles du chemin de câbles. Le dispositif final doit donc être protégé par un blindage ferromagnétique qui rejettera en partie les perturbations extérieures à notre environnement de mesure. Au final, le capteur de courant souhaité devra ressembler à la Figure 1.1 ci-dessus.

2. Problème inverse et méthode de reconstruction

Le schéma présenté sur la Figure 2.1 montre la géométrie du système. Les magnétomètres sont représentés par des carrés répartis uniformément le long d'un cercle entourant le câble. Pour mieux illustrer ce repère, seul un conducteur est représenté dans le cercle représentant la section du câble :

➤ La position des magnétomètres est déterminée par le couple de paramètres (R_{cap}, θ_{cap}) , que nous supposons connus.

➤ La position des conducteurs du câble est déterminée par le couple de paramètres $(R_{cond}, \theta_{cond})$ sur le repère

polaire, situé dans un plan perpendiculaire à l'axe du câble, et qui a pour origine l'axe du câble. Ces paramètres sont inconnus, et doivent être déterminés lors de la pose du capteur.

Si nous appelons N le nombre de magnétomètres et M le nombre de conducteurs du câble, la relation entre les champs magnétiques mesurés par les magnétomètres et les courants dans les conducteurs peut être exprimée de la manière suivante :

$$B_i = \sum_{j=1}^{j=M} \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \frac{I_j}{r_{ij}} \tag{1}$$

Avec : $i \in \{1, \dots, N\}$ et $j \in \{1, \dots, M\}$ et :

➤ B_i : Induction magnétique mesurée par l'i-ème magnétomètre.

➤ I_j : Courant traversant le j-ème conducteur.

➤ r_{ij} : Distance qui sépare le magnétomètre i du conducteur j.

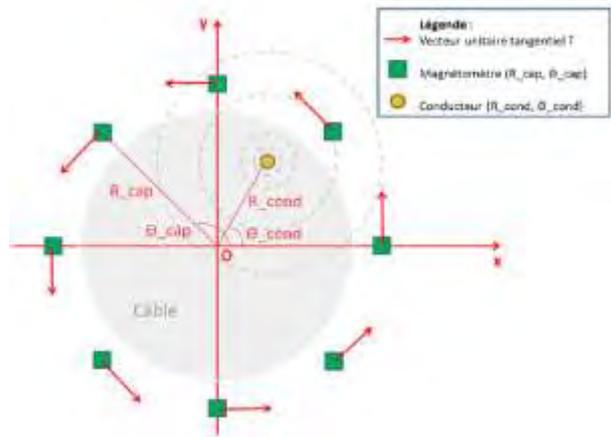


Figure 2.1 Schéma d'étude du capteur de courants – Représentation d'un seul conducteur et huit magnétomètres dans un repère de coordonnées polaires.

Chaque magnétomètre va mesurer la somme des inductions magnétiques créés par l'ensemble des conducteurs (pour l'instant on ne prend pas en compte d'éventuelles perturbations extérieures). Notre problème direct peut donc s'écrire de la manière suivante :

$$\begin{pmatrix} B_1 \\ \vdots \\ B_N \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} k_{11} & \dots & k_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ k_{N1} & \dots & k_{NM} \end{pmatrix}}_{[K]} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_M \end{pmatrix} \tag{2}$$

Avec : $k_{ij} = \frac{\mu_0}{2\pi \cdot r_{ij}}$ (3)

Ou encore, pour simplifier l'écriture :

$$\{B\} = [K] \cdot \{I\} \tag{4}$$

Observons que les paramètres $(R_{cond}, \theta_{cond})$ inconnus sont « cachés » dans le terme r_{ij} , et que le vecteur $\{B\}$ des inductions magnétiques mesurées dépend de manière non linéaire de ces paramètres. Nous allons appeler $[K]$ la matrice de configuration de notre capteur, dans le sens qu'elle est déterminée par la position des conducteurs (R_{cond} et θ_{cond}) et des magnétomètres (R_{cap} et θ_{cap}).

2.1 Algorithme de reconstruction sans blindage

La solution que nous avons envisagée consiste en deux étapes :

1) Dans un premier temps, un problème inverse non linéaire est résolu afin de déterminer ces paramètres (en plus des courants dans les conducteurs). Ce problème non linéaire doit être résolu une seule fois, idéalement lors de la pose du capteur. Cette étape que nous avons appelée "Calibration du capteur" permet de résoudre le système (4) à l'intérieur d'une boucle d'optimisation non linéaire, qui a pour objectif de déterminer la configuration du système, et en particulier les deux paramètres R_{cond} et θ_{cond} en minimisant l'écart entre les mesures d'induction magnétique $\{B\}$ et les valeurs d'induction calculées avec notre modèle à partir des estimations des courants. Ce vecteur sera appelé aussi vecteur résidu et nous minimisons la norme de ce vecteur:

$$\begin{aligned}
 p &= \arg \min_p \left\| \{B\} - \{B(p)\} \right\| \\
 p &= \arg \min_p \left\| \{B\} - [K(p)] \{\hat{I}\} \right\| \\
 p &= \arg \min_p \left\| \{B\} - [K(p)] [K(p)]^+ \{B\} \right\|
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

Où $p = (R_{cond}, \theta_{cond})$ est le vecteur des paramètres de configuration du capteur. Cette étape peut être relativement lente, mais elle ne doit être exécutée qu'une seule fois, lors de la pose du capteur.

configuration $[K]$ étant fixée, les courants sont estimés en résolvant le système linéaire :

$$\{\hat{I}\} = [K]^+ \cdot \{B\}
 \tag{6}$$

Cette étape, très rapide, sera exécutée en temps réel.

2.2 Algorithme de reconstruction avec blindage

En pratique, vu les contraintes du milieu de la mesure industrielle auquel les capteurs de courants sont destinés, la mesure sera perturbée par des sources de rayonnement électromagnétique extérieures. La source des perturbations peut être la présence d'autres câbles et/ou des appareils électriques placés à proximité. Afin de rendre le dispositif de mesure moins sensible à une telle perturbation, nous avons opté pour l'utilisation d'un blindage ferromagnétique, qui est composé d'un matériau de perméabilité magnétique très élevée.

La présence de l'écran ferromagnétique invalide les hypothèses de notre modélisation précédente. L'effet le plus important sur les calculs est qu'il n'est plus possible d'utiliser la simple loi de *Biôt-Savart* pour calculer l'induction magnétique ; par contre, l'équation (4) reste valable, à condition de savoir calculer les coefficients de la matrice de configuration $[K]$. Il existe plusieurs méthodes numériques qui permettent de calculer avec précision le champ magnétique en présence de matériaux ferromagnétiques ; nous avons opté pour les logiciels Flux (commercial) et GetDP (libre). Dans nos modélisations, l'écran magnétique (ou blindage) est constitué d'un cylindre en mu-métal (perméabilité approximative : $\mu_r = 20000$) dont l'axe coïncide avec celui du câble multiconducteur. Les magnétomètres se trouvent bien évidemment entre le câble et l'écran magnétique.

Le problème qui se pose est qu'il n'est pas possible d'embarquer un logiciel d'éléments finis dans un microprocesseur intégrable dans notre capteur – du moins, pas pour un capteur à bas coût et faible consommation. Une solution est possible grâce à l'hypothèse que le blindage magnétique n'est pas saturé : dans ce cas, il devient possible de réaliser hors ligne les calculs pour un certain nombre de positions d'un seul conducteur, et utiliser le principe de superposition pour calculer la matrice $[K]$ pour une configuration quelconque du capteur. Il n'est pas nécessaire de stocker les détails des calculs réalisés hors ligne : seule l'induction mesurée par les magnétomètres est importante : ainsi il est possible d'embarquer dans une mémoire de taille réduite l'ensemble des valeurs nécessaires pour calculer $[K]$ sous la forme d'un tableau de données (*lookup table*).

Grâce à ce modèle Eléments Finis du capteur, il est possible de calculer la réponse de tous les magnétomètres pour un couple de paramètres (R_{cap}, θ_{cap}) quelconque, et des conducteurs en nombre M quelconque, dans n'importe quelle position $(R_{cond}, \theta_{cond})$.

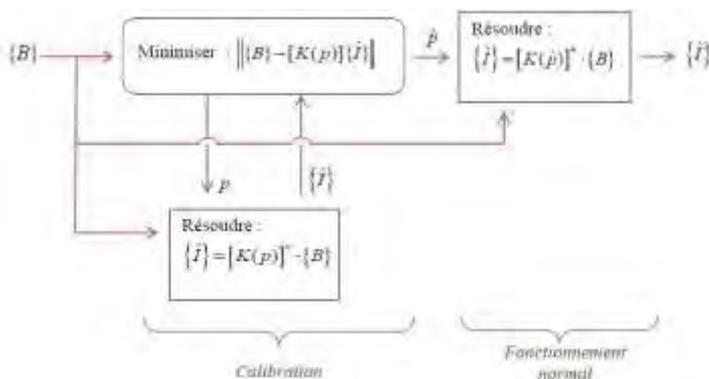


Figure 2.2 : Organigramme de la méthode de reconstruction des courants

2) Par la suite, la position des conducteurs issue de la première étape est considérée connue et constante : les courants dans les conducteurs sont alors déterminés au fil du temps par résolution d'un problème inverse linéaire, beaucoup plus simple que le premier. Dans cette partie (fonctionnement normal), la matrice de

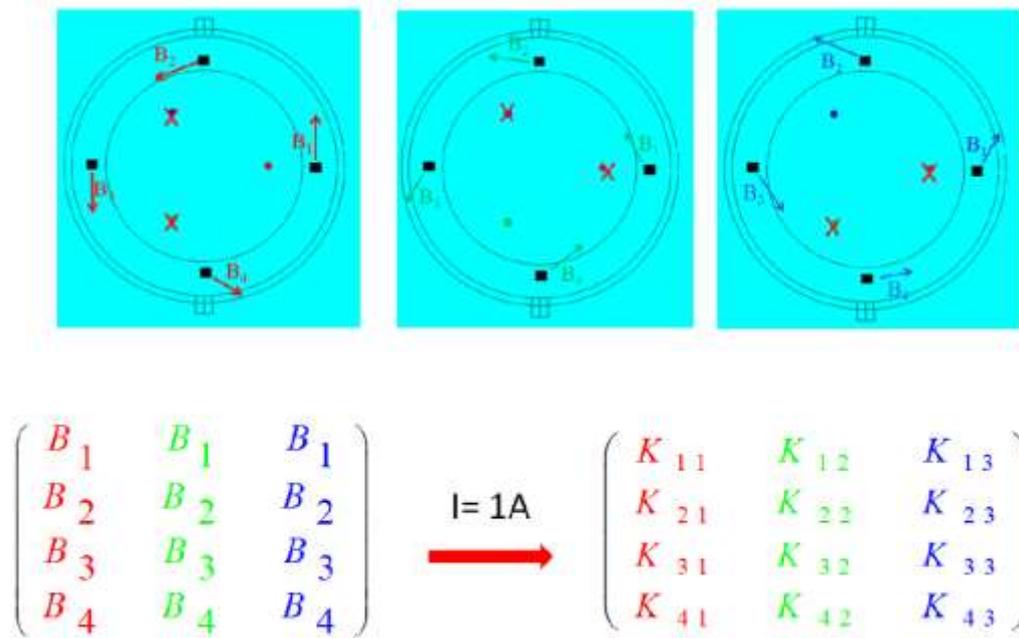


Figure 2.3 Exemple de calcul de $[K]$ à partir d'un capteur avec quatre magnétomètres (à chaque fois, les conducteurs non actifs sont marqués par une croix).

A titre d'illustration, un exemple de construction de la matrice $[K]$ à partir de valeurs d'induction stockées dans la *lookup table* est présenté sur la Figure 2.3. Chaque colonne de même couleur représente les résultats de calculs des champs pour un conducteur à une position donnée. Pour cet exemple, la matrice $[K]$ est de dimension $4 \times 3 = (\text{nombre de magnétomètres mesurant une composante du champ}) \times (\text{nombre de conducteurs})$. Puisque chaque conducteur actif est parcouru par un courant de 1 A, la matrice des coefficients $[K]$ contient les valeurs de l'induction magnétique calculées à l'emplacement de chaque magnétomètre.

3. Résultats de simulations

Ici, nous présentons les résultats de simulations obtenus lors de diverses modélisations réalisées à l'aide des algorithmes que nous avons précédemment décrit. Cette partie se décompose de la manière suivante :

- Dans un premier temps, nous présentons les résultats de reconstruction des courants en absence du blindage ferromagnétique autour du capteur.
- Ensuite, nous présentons les résultats de reconstruction de courant en présence du blindage ferromagnétique.

3.1 Modélisation du capteur de courants sans blindage

Tout au long de nos travaux de simulations du capteur de courants, les conducteurs sont considérés comme ayant une forme cylindrique, de longueur infinie, et parallèles les uns aux autres. Pour démontrer le fonctionnement de l'algorithme de reconstruction des courants, nous avons commencé par un cas idéal, où seuls les magnétomètres et les conducteurs du câble sont présents dans l'environnement de mesure (sans blindage), en absence de toute perturbation extérieure. Ayant obtenu des résultats de reconstruction parfait, nous avons relancé une reconstruction en présence de bruit magnétique.

Nous avons additionné aux valeurs « exactes » d'inductions magnétiques une variable aléatoire Gaussienne, de moyenne nulle, dont l'écart-type représente 5% du maximum des inductions mesurées par les magnétomètres. Elle est égale à un pourcentage du maximum des inductions magnétiques calculées par les magnétomètres. La simulation avec ce bruit de $0,05 \times \max(B_i)$ est réalisée, avec les paramètres du Tableau 3.1 suivant et le résultat obtenu sur la reconstruction de la position est illustré sur la Figure 3.1.

N	M	$I_1[A]$ réel	$I_1[A]$ retrouvé	$I_2[A]$ réel	$I_2[A]$ retrouvé	$I_3[A]$ réel	$I_3[A]$ retrouvé	σ
8	3	10	9,5	-5	-4,6	-5	-4,5	$0,05 \times \max(B_i)$

Tableau 3.1 Reconstruction des courants en présence d'un bruit magnétique σ

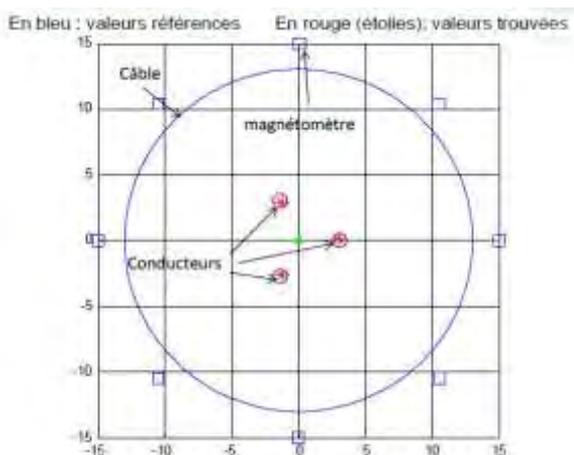


Figure 3.1 Reconstruction des positions des conducteurs

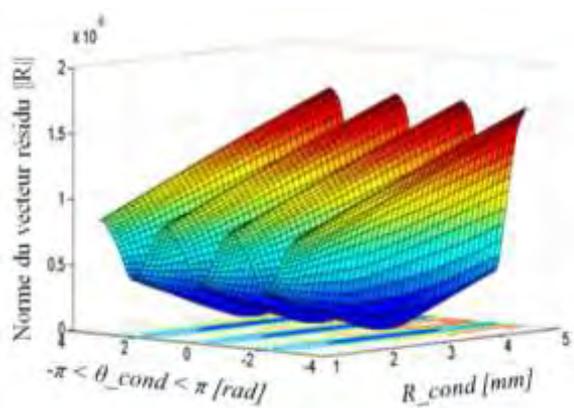


Figure 3.2 Norme du résidu en fonction de R_{cond} et θ_{cond}

On note que la reconstruction des positions est toujours valable mais avec une erreur relative sur l'estimation des courants efficaces qui peut atteindre 10 % (soit le double du bruit de l'induction magnétique B). La recherche des positions des conducteurs p se fait en identifiant le minimum de la fonction résidu :

$$\|R\| = \arg \min \left\| \{B\} - [K(p)] \{\hat{I}\} \right\| \quad (7)$$

$$\|R\| = \left\| \{B\} - [K(p)] [K(p)]^+ \cdot \{B\} \right\|$$

Sur la Figure 3.2 la norme du résidu R pour toutes les positions (R_{cond} , θ_{cond}) possibles est tracée. Nous remarquons que cette courbe possède trois minimums qui se situent aux trois coordonnées correspondant aux positions des trois conducteurs :

$$\begin{cases} (R_{cond1}, \theta_{cond1}) = (3mm, 0^\circ) \\ (R_{cond2}, \theta_{cond2}) = (3mm, 120^\circ) \\ (R_{cond3}, \theta_{cond3}) = (3mm, 240^\circ) \end{cases} \quad (8)$$

3.2 Modélisation du capteur de courants avec blindage

Après avoir développé la *lookup table* qui sera utilisée aussi par le prototype expérimentalement, nous allons

tester l'algorithme de reconstruction avec blindage afin de voir si la méthode est toujours valable en présence du blindage.

Comme pour les simulations de reconstruction sans blindage, nous ne disposons pas à ce stade des mesures magnétiques nécessaires pour une reconstruction des courants. Donc les inductions magnétiques doivent être calculées au préalable en fixant les positions et les courants des conducteurs. Il est possible de rajouter aux inductions magnétiques pré-calculées du bruit magnétique qui reflète le bruit de mesure des magnétomètres.

Nous rappelons que la reconstruction avec blindage est aussi constituée de deux parties :

- 1) Recherche des positions des conducteurs estimées.
- 2) Calcul des courants estimés grâce aux positions préalablement obtenues en 1)

Pour valider la méthode de reconstruction avec blindage nous présentons l'exemple suivant :

Les courants traversant les conducteurs d'un câble triphasé ($M = 3$) sont utilisés pour la simulation de l'algorithme de reconstruction avec blindage. Ces courants sont équilibrés tel que :

$$\begin{aligned} i_{Max,1} &= i_{Max,2} = i_{Max,3} = 50 \text{ A} \\ i_{eff,1} &= i_{eff,2} = i_{eff,3} = 35,4 \text{ A} \end{aligned}$$

Cette situation de courants équilibrés reflète le cas où le câble serait la source de l'alimentation d'une charge triphasée équilibrée, avec 120° de déphasage entre les trois phases des courants. Huit magnétomètres ont été utilisés. Comme on pouvait s'y attendre, le résultat obtenu sans bruit magnétique est aussi bon que la méthode n'utilisant pas de blindage.

Le fait d'ajouter un blindage ne dégrade pas les performances de l'algorithme. Donc nous avons rajouté le bruit blanc Gaussien pour mieux nous rendre compte de la robustesse de l'algorithme.

Le Tableau 3.2 présente le résultat sur l'estimation des courants de cette simulation pour deux niveaux de bruit rajoutés. (Signal/Bruit = 3,3 et Signal/Bruit = 10).

	$I_{eff,1}$ [A]	$I_{eff,2}$ [A]	$I_{eff,3}$ [A]
Courant réel efficace	35,4	35,4	35,4
Signal/Bruit = 10	36,1	35,8	35,8
Signal/Bruit = 3,3	36	38,9	39,2

Tableau 3.2 : Résultat de reconstruction avec blindage et en présence d'un bruit magnétique

Le résultat de reconstruction de la position apparaît sur la Figure 3.3. Elle représente la norme du résidu en nuancé de couleurs en fonction des positions des conducteurs. On note qu'il y a un minimum retrouvé par notre algorithme qui correspond aux valeurs des positions des conducteurs avec une bonne précision pour R_{cond} et 5° d'erreur pour θ_{cond} . Seule la composante tangentielle des magnétomètres est utilisée pour cette simulation aussi. Ce choix s'est établi car

la matrice [K] créée par l'analyse des inductions magnétiques en composantes tangentielles, fournit un conditionnement inférieur à celui calculé avec les composantes radiales.

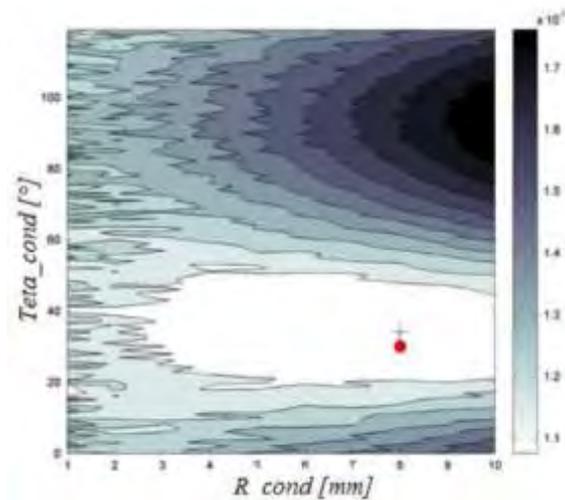


Figure 3.3 Variation de la norme du résidu $\|R\|$ en nuancé de couleurs en fonction des coordonnées des conducteurs R_{cond} et θ_{cond} . (+ position estimée, o = position réelle)

4. Résultats expérimentaux

4.1 Le banc de tests

L'objectif du banc de tests est de mesurer, via des magnétomètres, les valeurs des inductions magnétiques expérimentales émises pour une configuration du câble. En effet, cela va nous permettre dans un premier temps, de tester les différentes versions des magnétomètres afin de choisir la plus adaptée à notre application et dans un deuxième temps, une fois ce choix effectué, de tester le capteur de courants, constitué de la couronne de magnétomètres.

Initialement, nous avons réalisé la structure qui nous a permis de tester un seul magnétomètre à la fois pour réaliser la cartographie du champ magnétique autour d'un câble (cf. Figure 4.1 Photo de la structure du banc de test.). Cette démarche nous a permis de finaliser d'abord la conception d'un magnétomètre inductif, puis nous avons lancé la production de la version finale du magnétomètre en huit exemplaires nécessaires au capteur de courants. Cette structure qui est illustrée sur la Figure 4.1 Photo de la structure du banc de test., permet de faire passer un câble au travers de deux roulements disposés l'un en face de l'autre. Ainsi nous pouvons le faire tourner sur lui-même de manière précise et positionner un magnétomètre à la distance voulue du centre du câble.

Les magnétomètres que nous avons choisi d'utiliser pour notre application sont en effet de technologie inductive. Ce choix s'est orienté vers ce type de magnétomètre pour les raisons suivantes :

➤ Grâce au développement de l'électronique actuel, il n'est plus nécessaire de réaliser une grande section des bobines de ces magnétomètres pour obtenir une bonne sensibilité.

➤ La possibilité de faire une sonde à détection mixte du champ magnétique et du champ électrique en utilisant les bobines de détection semble intéressante.

➤ La conception du magnétomètre qui sert à notre prototype de capteur de courant, nous permet de l'adapter aux changements au cours de notre projet (notamment pour les composantes du champ magnétique à mesurer).

➤ La mesure qui est demandée dans le cahier des charges du projet est une mesure sur un réseau alternatif et à bas coût. Ces deux critères correspondent parfaitement aux magnétomètres inductifs.

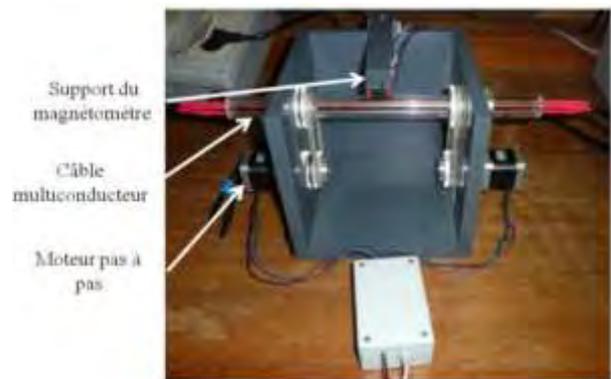


Figure 4.1 Photo de la structure du banc de test.

En bleu : valeurs références En rouge (étoiles) : valeurs trouvées

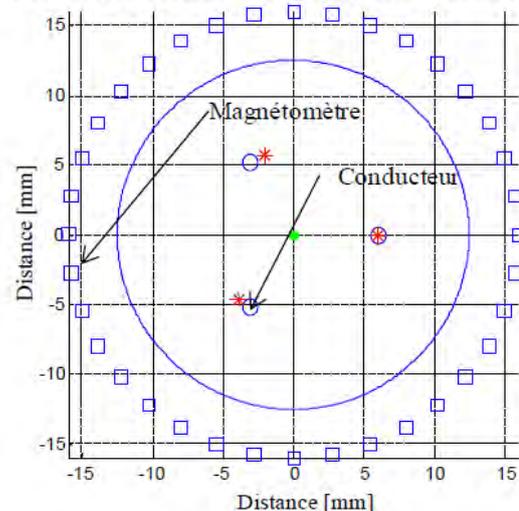


Figure 4.2 Reconstruction des positions des conducteurs.

Nous pouvons obtenir, grâce à ce dispositif (cf. Figure 4.1) qui est doté d'un seul magnétomètre et grâce à une acquisition des signatures de champs magnétiques à chaque pas de rotation du câble de 10° , des acquisitions sur 360 degrés, l'équivalent d'une mesure réalisée par un capteur de courants doté de 36 magnétomètres. La Figure 4.2 montre les résultats obtenus avec l'algorithme de reconstruction des positions des conducteurs. Les courants retrouvés ainsi que leurs erreurs de reconstruction sont présentés dans le tableau suivant :

N	M	R _{cap} [mm]	I ₁ [A]		I ₂ [A]		I ₃ [A]	
			Ref	retrouvé	Ref	retrouvé	Ref	retrouvé
36	3	16	11,5	12,7	11,5	11,6	11,5	13,54

Tableau 4.1 Reconstruction des courants.

Les courants retrouvés I₁, I₂ et I₃ sont proches de la valeur de l'amplitude réelle du courant qui parcourt les conducteurs avec des erreurs relative respective de 10%, 1% et 17%.

4.2 Test du démonstrateur capteur de courants avec blindage

La configuration du câble pour les tests est la suivante :

- Les courants traversant les trois conducteurs I = 7 A efficace (triphase équilibré 9.87 A crête).
- Les trois conducteurs sont espacés de 120°.
- Les conducteurs sont à une même distance R = 6 mm du centre du câble.
- La position des conducteurs par rapport aux magnétomètres est inconnue

Le dispositif du capteur de courants avec blindage mis en place sur le banc de tests est montré sur la Figure 4.3.

Les résultats de mesures des inductions magnétiques émises par le câble sont comparés avec les résultats de simulation du modèle éléments finis que nous avons enregistrés dans la *lookup table*. Ils sont présentés sur le graphique de la Figure 4.4. Nous avons réalisé la reconstruction des courants à partir de plusieurs mesures des inductions magnétiques correspondant à 17 positions aléatoires des conducteurs du câble aux caractéristiques connues. Ces positions sont fixées par la rotation du câble sur lui-même. La Figure 4.5 présente les différentes erreurs relatives obtenues sur la composante directe du système triphasé pour chacune de ces positions.

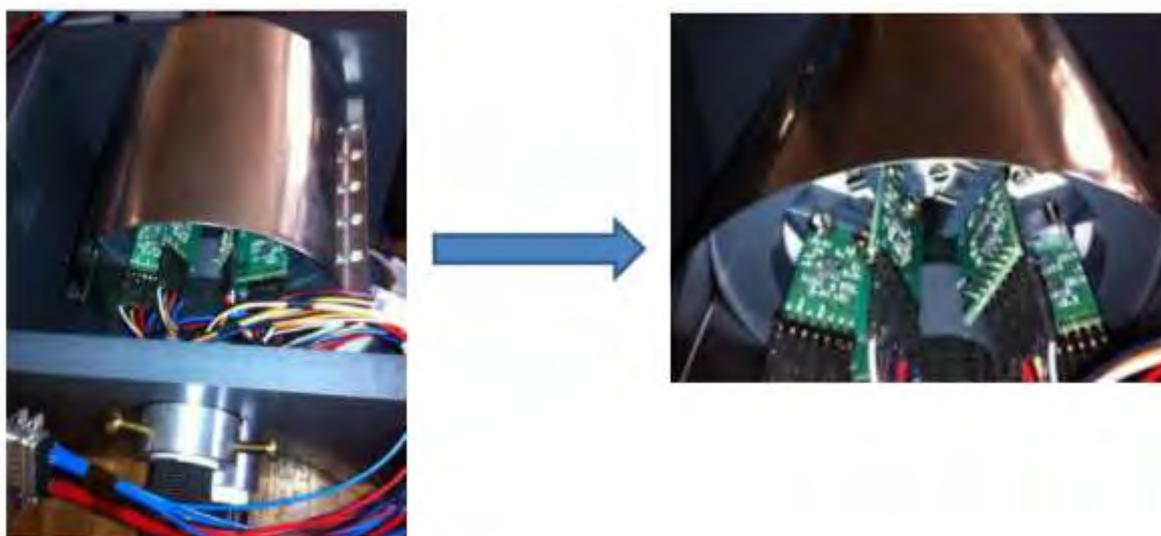


Figure 4.3 capteur de courants avec blindage monté sur le banc de test.

Nous remarquons que malgré une calibration préalable des magnétomètres nous n'arrivons toujours pas à obtenir une superposition totale des points de mesure avec les points de simulation. Ces imperfections peuvent être dues à la structure non figée du capteur de courants (système de glissières) qui implique des changements de positions des magnétomètres qui ne sont pas maîtrisables.

Sur les 17 positions différentes aléatoires des conducteurs, il résulte une erreur moyenne de 1.83 % sur la reconstruction des composantes directes des courants. Ces résultats ne sont pas ceux attendus par le cahier des charges (1%) mais ils sont encourageants d'autant plus que la calibration du capteur peut être améliorée.

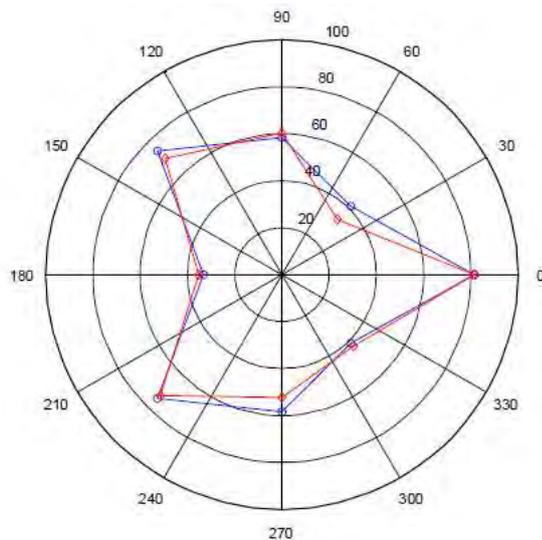


Figure 4.4 Comparaison entre les inductions mesurées (en rouge --) et celles simulées (en bleu --) pour les trois conducteurs.

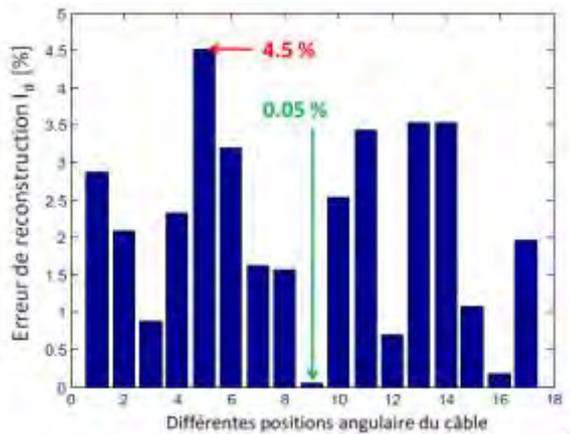


Figure 4.5 Erreur pour différentes positions du câble

5. Conclusion

Le suivi précis des flux énergétiques est l'une des priorités pour les économies d'énergie dans un système industriel. C'est grâce à un suivi des flux énergétiques qu'il sera possible d'effectuer un bilan et d'identifier les surconsommations d'une installation. Le projet de recherche dans lequel s'inscrit notre travail a justement pour objectif de maintenir le meilleur point de fonctionnement d'une usine par la mesure des grandeurs physiques, parmi lesquelles le courant circulant dans les équipements électriques. Il existe plusieurs instruments dans le commerce permettant la mesure précise du courant, mais leur installation représente un coût élevé pour les industriels. Elle nécessite une ouverture du circuit électrique et donc une interruption de l'alimentation électrique (arrêt de la chaîne de production). Nous nous sommes donc intéressés à la mesure sans contact des courants dans un câble polyphasé.

Le démonstrateur du capteur de courants que nous avons réalisé est composé d'une couronne de magnétomètres, enveloppée d'une coque ferromagnétique faisant office de

blindage magnétique contre les émissions de champ extérieur. Ainsi, par la mesure d'une signature des champs magnétiques rayonnés par les conducteurs à l'intérieur du câble, ce dispositif associé à des algorithmes de reconstruction que nous avons développés, permet de remonter aux intensités et aux phases individuelles des conducteurs dans le câble totalement opaque. La méthode présentée ici est non intrusive et complètement indépendante des positions des conducteurs.

Comme nous l'avons vu dans cet article, la reconstruction des courants en présence d'un blindage ferromagnétique se fait par l'intermédiaire d'une lookup table : cette table est calculée hors-ligne par un modèle éléments finis, puis interpolée en temps réel afin d'avoir le plus de valeurs intermédiaires possibles. Avec cette table d'interpolation, nous pouvons envisager l'intégration de cette dernière dans un système embarqué aux capteurs de courant avec un algorithme de reconstruction, et ainsi obtenir une réalisation autonome du capteur de courant, avec un temps de calcul réduit, compatible avec les capacités d'un microcontrôleur.

Un banc de tests ainsi que les résultats expérimentaux du dispositif sont présentés. Les résultats que nous avons obtenus montrent qu'une reconstruction des courants est possible, avec des erreurs de reconstruction par rapport à la composante directe des courants comprises entre 0.05% et 4.5%, suivant le positionnement du capteur de courants.

Comme solutions pour améliorer le système, une méthode de calibration du capteur plus appropriée est prévue. Cette méthode devra permettre d'éliminer les erreurs dus aux positionnements des magnétomètres. La création d'un dispositif réalisé sur un support souple est aussi envisagée pour la suppression des problèmes dus à l'instabilité de la position des magnétomètres, mais aussi pour un gain en volume du capteur. Enfin, il est aussi possible de mesurer les courants continus en ajoutant des magnétomètres adaptés.

Références

- [1] G. D'Antona, L. Di Rienzo, R. Ottoboni, and A. Manara, "Processing magnetic sensor array data for AC current measurement in multiconductor systems", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.50, No.5, pp. 1289-1295, Oct.2001.
- [2] L. Di Rienzo, R. Bazzocchi and A. Manara, "Circular arrays of magnetic sensors for current measurement", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 50, No 5, Oct. 2001, pp. 1093-1096.
- [3] P. Ripka. "Current sensors using magnetic materials ", *Journal of Optoelectronics and Advanced Materials*, pp:587-592, June 2004.
- [4] C. Xiao, L. Zhao, T. Asada, W.G. Odendaal, and J.D. van Wyk, "An overview of integratable current sensor technologies, In *Industry*

- Applications”, Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the, volume 2, pp.1251-1258 vol.2, Oct. 2003.
- [5] S. Ziegler, R.C. Woodward, H. Ho-Ching Iu, “Current Sensing Techniques: A Review”, Sensors Journal, IEEE, April 2009 Vol. 9, p. 354-376.
- [6] A.M. Msaed, «Micro capteur magnétique de mesure de courant et traitement intégré», Thèse de Doctorat, Grenoble I, 2009.
- [7] P. Ripka, P. Kejik, P. Kaspar, K. Draxler, “Precise DC current sensors”, Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1996. IMTC-96. Conference Proceedings. 'Quality Measurements: The Indispensable Bridge between Theory and Reality'. IEEE, vol.2, no., pp.1479-1483 vol.2, 1996.
- [8] Xisheng Li; Jia You; Xiongying Shu; Ruiqing Kang, "Electric current measurement using AMR sensor array," Mechatronics and Automation, ICMA 2009. International Conference on, Aug. 2009, pp.4085-4089.
- [9] Klaus Bohnerta and al, "Fiber-optic dc current sensor for the electro-winning industry" Proc. Of SPIE Vol. 5855 (SPIE, Bellingham, WA, 2005) 210-213.
- [10] Yong Wook Lee, Ilyong Yoon, Byoungho Lee, "A simple fiber-optic current sensor using a long-period fiber grating inscribed on a polarization-maintaining fiber as a sensor demodulator", Sensors and Actuators, Volume 112, Issues 2-3, May 2004, pp. 308-312.
- [11] Y. W. Joel M. Libove, Fremont, Calif. 94539; Jerome R. Singer, 2917 Avalon Ave., Berkeley, Calif. 94705, "Apparatus for measuring voltages and currents using non-contacting sensors," 1994.
- [12] G. I. Cavagnolo, Bottauscio, Oriano (IT), Crotti, Gabriella (IT), Zucca, Mauro (IT), Chiampi, Mario (IT), "Method and apparatus for measuring electric currents in conductors," Herholdt, Controls S. R. L. (IT) Patent, 2006.
- [13] Gerard L. Cullen; Michael V. Smith, "Current and voltage measurement device," Austin, TX (US) Patent, 2007.
- [14] Kun-Long Chen, Nan-Ming Chen. Taipei (TW), "Method and apparatus for current measurement using hall sensors without iron cores," 2008.
- [15] T. C. Joseph Yossi Harlev, TX (US); Leonard Johnson, Leander, TX (US); Rhad Veazey, Paradise, TX (US); Theo dore Konetski, Azle, TX (US), "optical sensor assembly for installation on a current carrying cable," 2012.
- [16] A. P. F. Wael El-Essawy, Thomas Walter Keller., "Multi-conductor cable current and voltage sensors," 2012.
- [17] Menad BOURKEB et al, " device for measuring currents in the conductors of a sheathed cable of a polyphase network ", PCT Patent WO/2013/068360, FR2982672-A1, 10 novembre 2011.

Modélisation Electrothermique 2D d'une batterie lithium-ion de type « pouch »

Ahmadou SAMBA^{1,2}, Noshin OMAR², Hamid GUALOUS¹, Peter Van Den BOSSCHE², Joeri Van MIERLO²

¹ Université de Caen Basse Normandie, Rue Louis Aragon, 50130 Cherbourg-Octeville, France

² Vrije Universiteit Brussel, Pleinlaan 2, 1050, Bruxelles, Belgique

ahmadou.samba@unican.fr; ahmadou.samba@gmail.com;

Résumé : Dans ce papier, un modèle électrothermique 2D a été développé pour une cellule de batterie lithium-ion de type « pouch ». Ce modèle est capable de prédire la température de la batterie à différentes conditions de fonctionnement. Les paramètres d'entrée du modèle sont entre autres la source de chaleur et les paramètres thermiques. Le logiciel ANSYS FLUENT est utilisé pour résoudre ce modèle. La source de chaleur utilisée dans ce modèle est déterminée expérimentalement. De plus le comportement thermique de la cellule de batterie a été étudié dans différentes conditions de fonctionnement, aussi bien dans des conditions extrêmes. Les résultats de la simulation sont en bon accord avec les mesures expérimentales données par les thermocouples et la caméra thermique.

MOTS-CLES – Batterie lithium-ion, entropie, résistance interne, caméra thermique

1. Introduction

Compte tenu de la baisse des stocks des énergies fossiles, de l'augmentation du prix du pétrole ainsi que des effets incontestables du réchauffement climatique, la recherche s'active de plus en plus à mettre en œuvre des solutions innovantes pour réduire les émissions de gaz à effet de serre tant dans l'industrie, l'habitat ou les transports. Dans le secteur de l'automobile, une mutation importante est en train de s'opérer avec le développement des véhicules électriques hybrides (HEVs), des véhicules tout électriques (EVs) ainsi que des véhicules hybrides électriques à recharge (PHEVs) [1-4].

Les batteries lithium-ions jouent un rôle très important en tant que des vecteurs d'énergies dans notre société principalement dans les EVs, les HEVs et les PHEVs. Lors des phases de décharge ou de charge, diverses réactions chimiques et électrochimiques se produisent. Ces réactions sont de nature globalement exothermique, produisant ainsi de la chaleur qui s'accumule à l'intérieur de la batterie et catalysant ainsi les diverses réactions chimiques. Le taux de production de chaleur augmente de façon significative avec l'augmentation du courant de charge ou de décharge. Si la chaleur dissipée de la batterie vers son environnement extérieur n'est pas suffisante (négligeable par rapport à la chaleur produite), sa température peut s'élever très rapidement et dans les pires scénarios, il peut s'ensuivre un emballement thermique [6].

Dans le but de satisfaire, d'une part, les conditions de sécurité des batteries et, d'autre part, l'augmentation de

ses performances, la connaissance de la distribution de température de la batterie est nécessaire. Par conséquent, une bonne utilisation des batteries peut augmenter sa durée de vie et ses performances. Dans ce travail, une cellule de lithium-ion fer phosphate, de type « pouch », avec une capacité nominale de 45Ah a été utilisée. Afin de maintenir la température de la cellule dans une gamme de température de sécurité [40°C-60°C], un modèle de couplage électrique-thermique a été établi pour prédire la distribution de la température à la surface de la batterie.

En raison de la grande taille et de la faible épaisseur de la batterie utilisée, un modèle 2D thermique couplé avec un modèle électrique à 1D, est développé pour prédire la distribution thermique à la surface de la batterie à l'aide du logiciel ANSYS.

2. Modèle thermique

Compte tenu de l'épaisseur négligeable (13 mm) des batteries de type « pouch », un modèle 2D a été développé afin d'estimer la distribution de température à sa surface. La batterie est composée de différents domaines (**Figure 1**) : les terminaux, les électrodes ainsi que l'emballage. Ces domaines sont constitués de différents matériaux (cf. **Tableau 1**)

Domaine	Terminal positif	Terminal négatif	Electrodes	emballage
Matériaux	aluminium	cuivre	LiFePO4/ graphite	aluminium

Tableau 1 : matériaux associés aux domaines

Le mode de transfert de chaleur par conduction suffit pour décrire les échanges thermiques. De plus, les phénomènes de convections entre les électrodes et l'électrolyte peuvent être négligés. Dans le domaine des électrodes, un matériau composite équivalent est défini pour modéliser toutes ces différentes couches (cathode, anode, séparateur et l'électrolyte) qui le constituent. Les paramètres thermiques et électriques des matériaux qui composent les terminaux et l'emballage peuvent être facilement trouvés dans la littérature. Par contre ceux du domaine des électrodes doivent être estimés. Une nouvelle technique d'estimation a été développée dans [8] pour calculer les paramètres thermiques du domaine des électrodes.

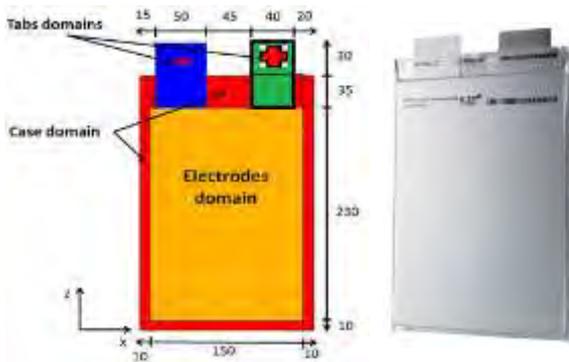


Figure 1 : les différents domaines de la batterie de type "pouch"

En se basant sur les hypothèses ci-dessus, le bilan de conservation de l'énergie thermique est donné par :

$$k \left[\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right] + q_g = \rho \cdot C_p \frac{\partial T}{\partial t} \quad (1)$$

Où ρ (kg.m^{-3}), ($\text{J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$), k ($\text{W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$) et q_g (W.m^{-3}) sont respectivement la masse volumique, la capacité thermique, la conductivité thermique dans les directions de x et de z et enfin la chaleur générée par la batterie. Etant donné que cette chaleur générée varie en fonction du domaine de la batterie, alors :

- Dans le domaine des électrodes, l'expression de la source de chaleur volumique est donnée par la contribution de source de chaleur réversible et irréversible :

$$q_g = \frac{1}{V_{bat}} \left[RI^2 + \left(T \left[\frac{dE}{dT} \right] \right) I \right] \quad (2)$$

Où V_b (m^3), R (Ω), I (A), dE/dT (V.K^{-1}) sont respectivement le volume de la batterie, la résistance interne de la batterie, le courant qui traverse la batterie (positif en charge et négatif en décharge) et enfin le coefficient d'entropie.

- à Dans le domaine des terminaux, l'expression de la source de chaleur volumique est donnée par la relation :

$$q_g = \frac{R' I^2}{V_{tab}} ; R' = \rho' \frac{l}{S} \quad (3)$$

Où V_{tab} (m^3), R' (Ω), ρ' ($\Omega.\text{m}^{-1}$), S (m^2) et l (m) sont respectivement le volume, la résistance, la résistivité, la section et la longueur du terminal considéré et enfin le coefficient d'entropie.

- La source de chaleur dans l'emballage est égale à zéro :

$$q_g = 0 \quad (4)$$

La chaleur dissipée de la batterie vers son environnement extérieur est d'origine convective et radiative, et s'exprime comme suit :

$$q_s = -k \left(\frac{\partial T}{\partial x} + \frac{\partial T}{\partial y} \right) \Big|_{surfaces} = (h + h_{rad})(T - T_a) \quad (5)$$

$$h_{rad} = \varepsilon \sigma (T^2 + T_a^2)(T + T_a)$$

Où h ($\text{W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$) représente le coefficient de convection, ε est l'émissivité de l'emballage de la batterie, σ ($\text{W.m}^{-2}.\text{K}^{-4}$) la constante de Stefan-Boltzmann et T_a la température ambiante.

En résumé, ce modèle requiert comme données d'entrée la résistance interne (R) de la batterie et le coefficient d'entropie (dE/dT). La résistance interne est estimée à partir d'un modèle électrique à une dimension couplé avec des tests de HPPC « Hybrid Pulse-Power Capability» comme décrit dans les travaux de Omar et al [4]. En ce qui concerne le coefficient d'entropie, il est mesuré expérimentalement. Il est important de souligner que la résistance interne et le coefficient d'entropie dépendent de la température de la batterie et de son état de charge (SOC). Pour une estimation plus précise des paramètres électriques et thermiques il est important de coupler les deux modèles comme le montre la Figure 2.

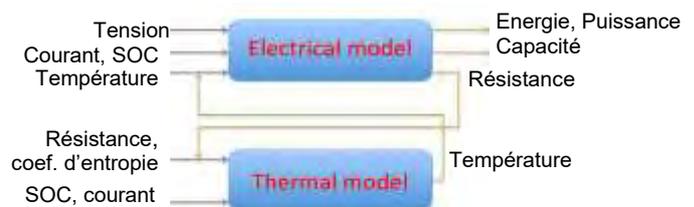


Figure 2 : Principe de base du modèle électrothermique

2.1. Mesure de la résistance et du coefficient d'entropie

La résistance interne (R) de la batterie est estimée à partir d'un modèle de Cauer de premier ordre combiné avec les résultats de test de HPPC (Hybrid Pulse Power Characterization) [5]. La résistance est estimée à différents courants de charge et de décharge et également à différentes températures de fonctionnement. Les Figure 3 et Figure 4 montrent le comportement de la résistance en mode de charge et de décharge en fonction de la température et de l'état de charge. On remarque que la résistance diminue avec l'augmentation de la température. Ceci s'explique par le fait qu'en basse température, l'électrolyte, le liquide contenu dans les batteries, se solidifie et ainsi s'oppose au passage des ions entre les électrodes, entraînant ainsi une augmentation de la résistance. Cette même technique d'estimation de la résistance a été utilisée pour différents taux (I_i) de charge et de décharge.

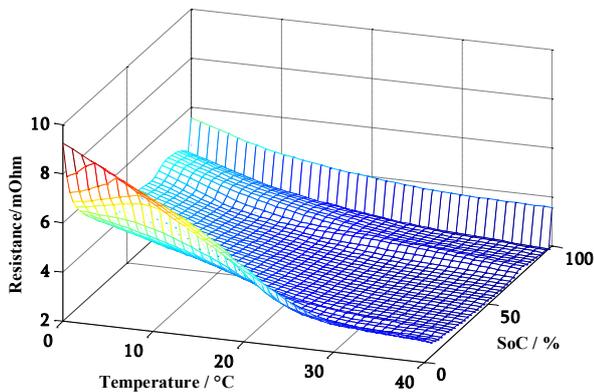


Figure 3 : Résistance interne de charge à différents SoCs et températures pour un taux de charge de $1 I_i$

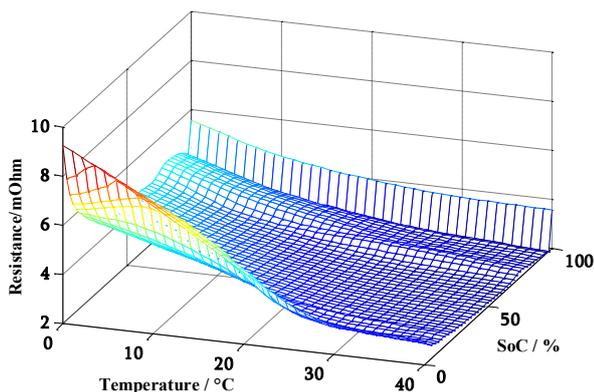


Figure 4 : Résistance interne de charge à différents SoCs et températures pour un taux de décharge de $1 I_i$

En ce qui concerne la mesure du coefficient d'entropie (dE/dT), la technique de mesure consiste à se positionner à un état de charge (SoC) donné, ensuite on mesure la variation du potentiel d'équilibre (OCV) de la batterie à différentes températures. L'expérience

est répétée à différents états de charge et selon que la batterie est en mode de charge ou décharge. Ainsi, nous avons les résultats suivants (cf. Figure 5), où l'on montre le coefficient d'entropie en charge qui est différent de celui en décharge à cause de l'hystérésis remarqué au niveau des potentiels d'équilibre de la batterie lors des phases de charge et de décharge. De plus selon le signe du coefficient d'entropie et du mode de fonctionnement de la batterie (charge ou décharge), la source de chaleur réversible peut être soit positive (exothermique) ou soit négative (endothermique). Cette source est d'autant plus importante lorsque la batterie est cyclée avec un courant de faible amplitude.

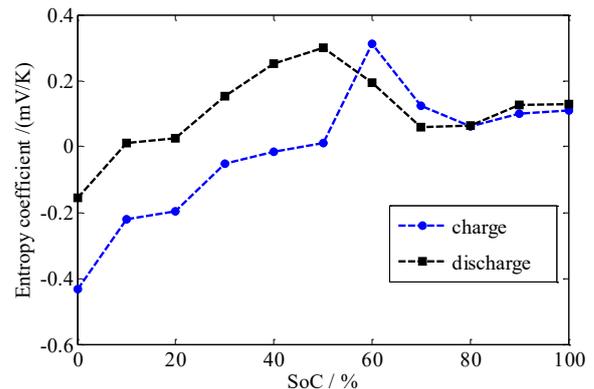


Figure 5 : coefficient d'entropie en charge et décharge

2.2. Les paramètres thermiques

La cellule de batterie, plus particulièrement le domaine des électrodes, est considérée comme une boîte noire et existe en tant que matériaux composites, les paramètres thermiques peuvent être estimés que par des signaux d'entrée et de sortie. Pour une batterie, seulement le courant, la tension et la température à la surface peuvent être mesurés. Ce modèle fonctionne comme suit : le courant et la tension permettent d'estimer via le modèle électrique, la résistance interne, donc la chaleur irréversible de la batterie. Ensuite à partir des mesures de température à la surface, on estime les paramètres thermiques (la capacité thermique, la résistance thermique de conduction et la résistance thermique de convection et de radiation) via un modèle à constante localisée, où le bilan énergétique est représenté par le circuit équivalent électrique de premier ordre dans chaque direction de la cellule [8]. Les résultats de ces calculs ont été résumés dans le Tableau 2. Ces valeurs sont en accord avec ceux de la littérature. En ce qui concerne les paramètres thermiques des autres domaines (terminaux et emballage), composés essentiellement de cuivre et d'aluminium, ceux-ci peuvent être facilement trouvés dans la littérature [7].

ρ (kg. m^{-3})	C_p ($\text{J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$)	k ($\text{W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$)	h ($\text{Wm}^{-2} \text{K}^{-1}$)	σ ($\text{Wm}^{-2} \text{K}^{-4}$)
2247	785	30	3	$5,669 \cdot 10^{-8}$

Tableau 2 : paramètres thermiques du domaine des électrodes

2.3. Procédure expérimentale

Un banc d'essai a été conçu pour charger et décharger la batterie entre sa tension maximale ($V_{\text{max}} = 3,65 \text{ V}$) correspondant à 100% de son état de charge (SoC), et sa tension minimale ($V_{\text{min}} = 2 \text{ V}$) correspondant à 0% de son état de charge (SoC). Différents taux de charge et de décharge ($1/3 I_t$, $2/3 I_t$, $1 I_t$, $2 I_t$, $3 I_t$ et $4 I_t$) ont été étudiés. Au cours du temps, le courant et la tension aux bornes de la batterie ont été mesurés. Afin d'analyser la distribution thermique de la batterie, plusieurs thermocouples (de type K) ont été placés à la surface de la batterie ainsi qu'une caméra thermique a été également utilisée.

3. Résultats et discussions

Les résultats du modèle ont été comparés avec les mesures expérimentales obtenues au cours des phases de charge et de décharge à différents taux de courant.

D'abord le modèle est validé en comparant les cartographies thermiques données par la simulation, à différents pas de temps, avec celles de la caméra thermique, comme illustré sur la Figure 6 et la Figure 7. Ces figures montrent des distributions quasi-uniformes, excepté au centre de la cellule de type « pouch » où la température maximale est localisée. La différence maximale entre le minimum et le maximum de température à la surface de la batterie, est de l'ordre de $0,7^\circ\text{C}$ en phase de charge et de décharge, hormis en fin de décharge où une valeur de 3°C est observée.

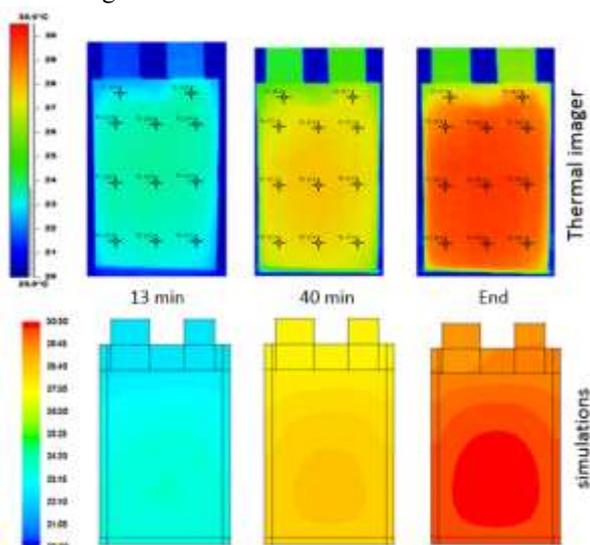


Figure 6 : Distribution thermique à la surface de la batterie pour un taux de charge de $1I_t$

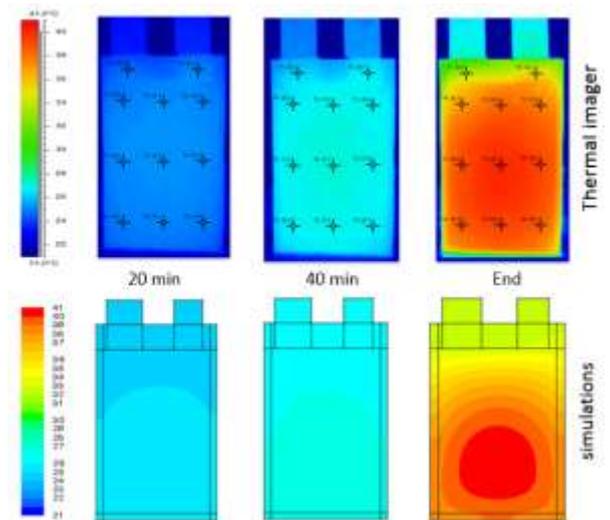


Figure 7 : Distribution thermique à la surface de la batterie pour un taux de décharge de $1I_t$

Les températures maximales à différents taux de charge et de décharge, données par le modèle et le thermocouple localisé au centre de la cellule, ont été comparées (cf. Figure 8 et Figure 9). Ces résultats de comparaison montrent une bonne concordance entre le modèle et les mesures. De plus on observe qu'en phase de charge l'échauffement de la batterie est moins important qu'en décharge. La différence maximale entre les résultats du modèle et les mesures expérimentales est de l'ordre de 2°C . Lorsque le taux de charge ou de décharge augmente, la température à la surface de la batterie augmente également, ceci à cause de la chaleur générée qui augmente.

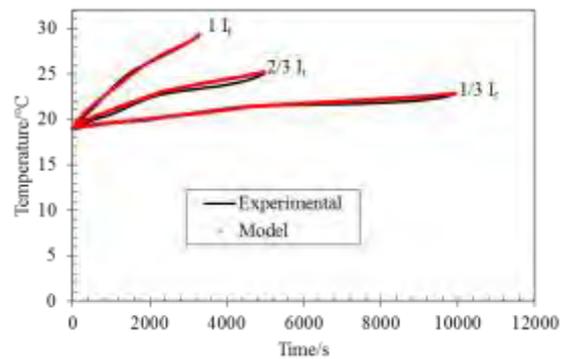


Figure 8 : Comparaison entre les résultats du modèle et les mesures expérimentales pour différents taux de charge

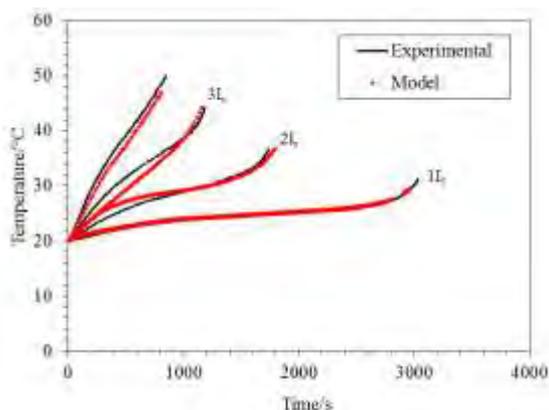


Figure 9 : Comparaison entre les résultats du modèle et les mesures expérimentales pour différents taux de décharge

Lorsque le taux de décharge est important la température à la surface de la batterie augmente également à cause de l'importance de la chaleur produite dans les terminaux et dans le domaine des électrodes. Comme le montre la Figure 10, lors de la décharge à $4I_t$, la température près du terminal positif est plus importante que pour le reste de la batterie, en effet le terminal positif est fait d'aluminium qui possède une résistivité, et donc une production de chaleur plus importante, que dans le cas du cuivre composant le terminal négatif.

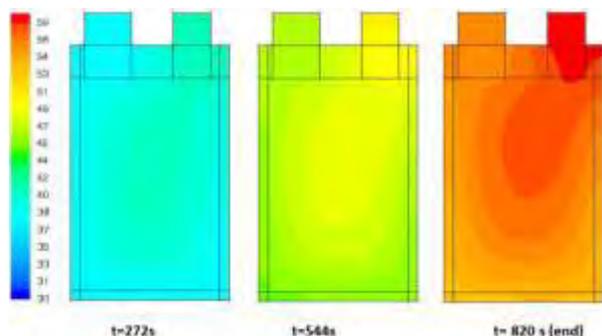


Figure 10 : Distribution thermique à la surface de la batterie pour un taux de charge de $4I_t$

4. Conclusion

Dans ce travail, un modèle électrothermique 2D a été développé pour une batterie lithium-ion de type « pouch ». Ce modèle est capable de prédire la température de la batterie à différentes conditions de fonctionnement. Les résultats de la simulation sont en accord avec les mesures expérimentales données par les thermocouples et la caméra thermique. L'erreur entre les valeurs mesurées et simulées se situe entre 0 et 2°C . De plus, il a été montré que la cellule de batterie présente une distribution quasi-uniforme pour des taux de charge ou de décharge inférieurs ou égaux à $1I_t$, avec un maximum de température localisé au centre de la cellule. Tandis que lorsque ce taux de charge ou de décharge est

supérieur à $1I_t$, la température maximale est localisée à côté du terminal positif, à cause de l'importance de la chaleur produite par le terminal positif. Ce modèle pourra être utilisé pour estimer la température d'un pack de batterie et ainsi intégrer des systèmes de management thermique.

5. Références

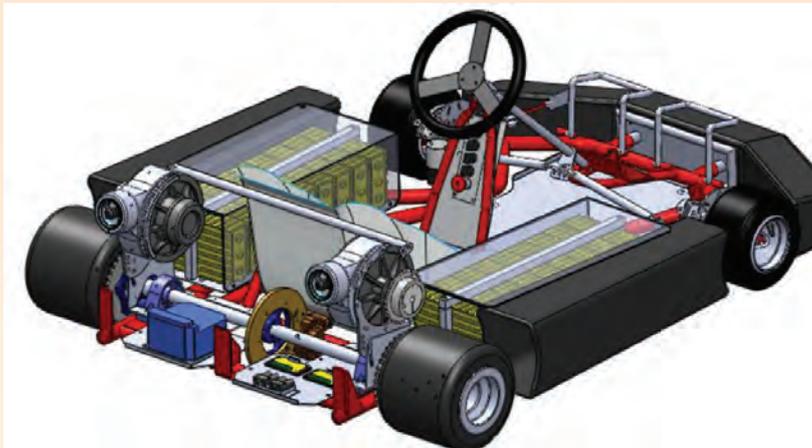
- [1] IEA (International Energy Agency) (2008), Energy Technology Perspectives – Scenarios and strategies to 2050. OECD Publishing, Paris, France.
- [2] Van Mierlo, J.; Maggetto, G. Comparison of the environmental damage caused by vehicles with different alternative fuels and drive trains in a Brussels context. *J. Automobile Engineering* 2003, 36, 583-593.
- [3] Van den Bossche, P.; Vergels, F.; Van Mierlo, J.; Matheys, J.; Van Autenboer, W.; SUBAT: an assessment of sustainable battery technology. *J. Power Sources* 2006, 162, 913-919.
- [4] Omar, N.; Verbrugge, B.; Mulder, G.; Van den Bossche, P.; Van Mierlo, J.; Daowd, M.; Dhaens, M.; Pauwels, S. Evaluation of performance characteristics of various lithium-ion batteries for use in BEV application. *International Conference Vehicle Power and Propulsion Conference*. September 1-3, 2010, Lille, France.
- [5] Omar, N.; Van den Bossche, P.; Daowd, M.; Hegazy, O.; Smekens, J.; Coosemans, Th.; Van Mierlo, J. Rechargeable Energy Storage Systems for Plug-In Hybrid Electric Vehicles -Assessment of Electrical Characteristics. *J. Energies* 2012, 5, 2952-2988.
- [6] Kim Gi-Heon, Pesaran Ahmad, Spotnitz Robert, A three-dimensional thermal abuse model for lithium-ion cells, *Journal of Power Sources* 170 (2007) 476–489
- [7] J.P. Holman, Heat Transfer, ninth ed., Mc Graw Hill, 2002
- [8] A. Samba, N. Omar, H. Gualous, Y. Firouz, P. Van den Bossche, J. Van Mierlo, and T. I. Boubekeur, "Development of an Advanced Two-Dimensional Thermal Model for Large size Lithium-ion Pouch Cells," *ElectrochimicaActa*, vol. 117, pp. 246–254, Jan. 2014.



Karts électriques 2 moteurs 28 kw nominal: 48V au plomb à gauche et Li-fer à droite 72V. Challenge National Vierzon e-Kart 2011.



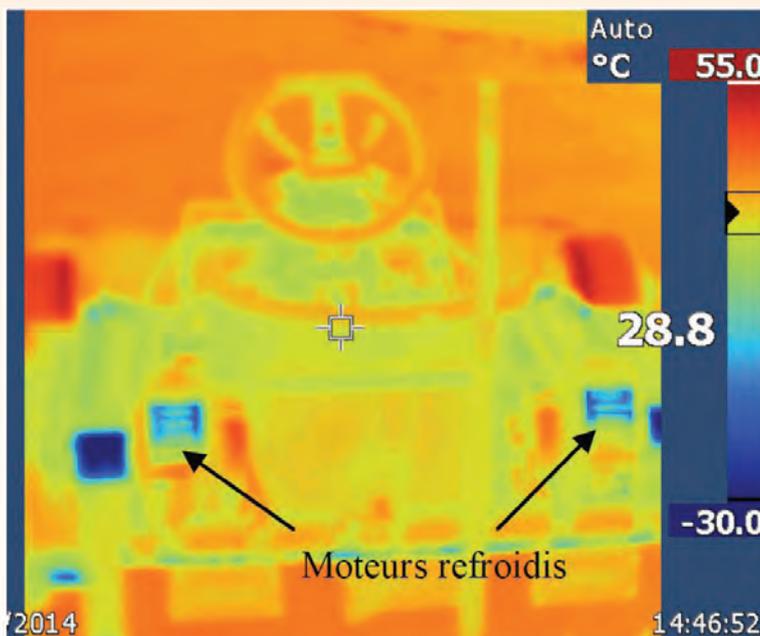
Différentes réalisations de véhicules électriques de gauche à droite : vélo couché, tricycle, karting vélo mobile.



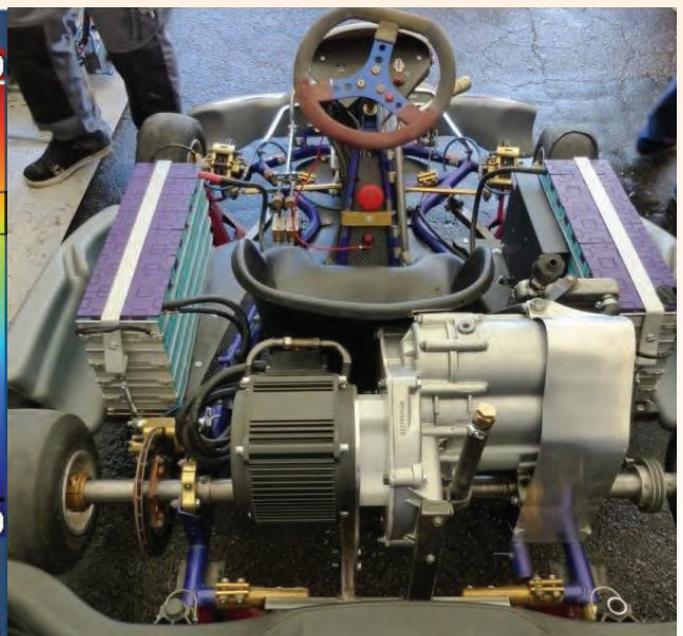
Etude du sur SolidWorks avant réalisation



Etude et réalisation de frein flottant sur les roues avant



Thermographies d'un karting après avoir tourné 15 minutes



Moteur ME1304 8.5kW(72V) PMSM Brushless refroidit à l'eau

