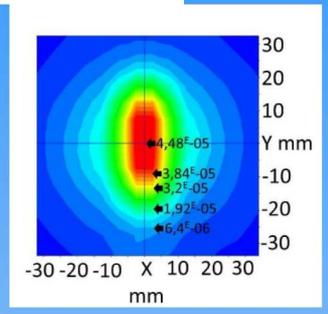
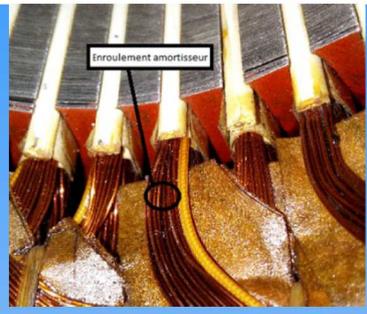
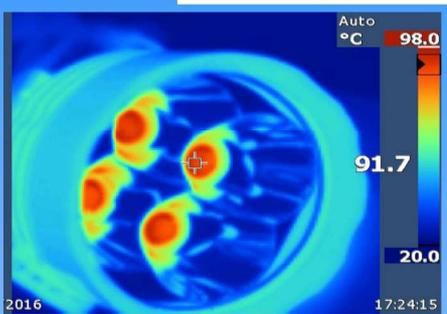
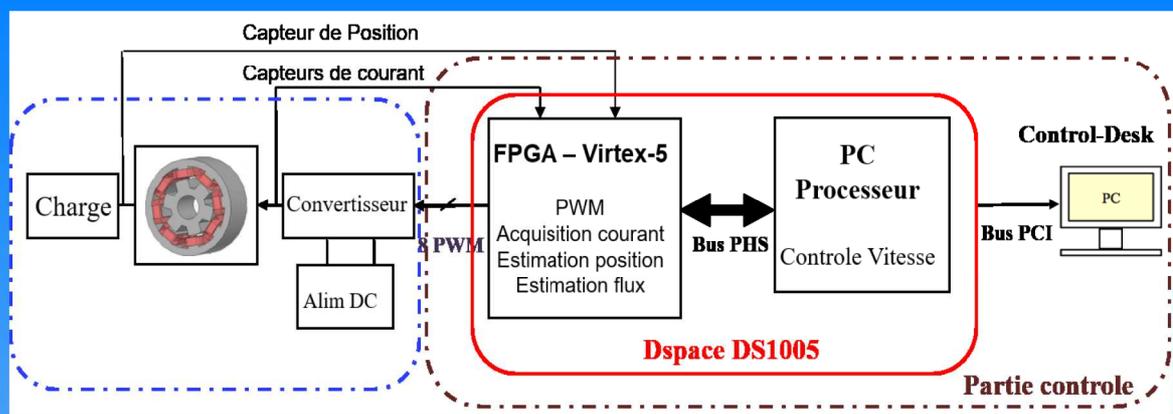




Ressource publiée sur Culture Sciences de l'Ingénieur : <https://eduscol.education.fr/sti/si-ens-paris-saclay>



*Numéro spécial  
jeunes  
chercheurs  
JCGE*

Publication trimestrielle du Cercle Thématique 13.01 de la SEE

**ENSEIGNER L'ÉLECTROTECHNIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE**



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





**La Revue 3EI**  
publication trimestrielle  
de la SEE

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

17, rue de l'Amiral Hamelin, PARIS 75783 CEDEX 16  
Tél : 01 56 90 37 09 site web : [www.see.asso.fr](http://www.see.asso.fr)

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

## 3EI : Enseigner l'Electrotechnique et l'Electronique Industrielle

<b>Sommaire du n° 89</b>	
<b>Numéro spécial jeunes chercheurs JCGE</b>	
<p><b>La Revue 3EI, Édition SEE,</b> 17 rue de l'Amiral Hamelin 75783 PARIS Cedex 16</p> <p><b>Directeur de la publication</b> François GERIN Président de la SEE</p> <p><b>Rédacteur en Chef</b> Franck LE GALL</p> <p>Adresser les propositions d'article à : <a href="mailto:revue3ei@gmail.com">revue3ei@gmail.com</a> ou sur le site <a href="https://www.see.asso.fr/3ei_rubrique">https://www.see.asso.fr/3ei_rubrique</a> "soumettre un article"</p> <p><b>Communication</b> Mr Jacques HORVILLEUR <a href="mailto:communication@see.asso.fr">communication@see.asso.fr</a> 01 56 90 37 09</p> <p><b>Promotion et Abonnements</b> (4 numéros par an) Janvier, Avril, Juillet, Octobre 2017. Aurélien COURTOISIER Tél : 01 56 90 37 17 <a href="mailto:abo@see.asso.fr">abo@see.asso.fr</a></p> <p>tarifs TTC : (revue papier + num)</p> <p><b>Individuel :</b> France et UE ..... 42 € Pays hors UE..... 53 €</p> <p><b>Institutionnel :</b> France et UE ..... 60 € Pays hors UE..... 75 €</p> <p><b>Au numéro :</b> France et UE ..... 12 €</p> <p><b>Impression :</b> JOUVE 53100 Mayenne 11 bd de Sébastopol - 75027 Paris Cédex 1 - Tel : 01 44 76 54 40 Couv : O.P. : All. - TFR : 0 - C. : PEFC Corp. : O.P. : Esp. - TFR : 0 - C. : PEFC</p> <p><b>Dépôt Légal : Juillet 2017</b> <b>Commission Paritaire 1217 G 78028</b> ISSN 1252-770X</p>	<p>p. 2 <b>Éditorial</b></p> <p>p. 3 <b>Dimensionnement optimal de train hybride : comparaison entre différents types de batteries</b> M. POLINE<sup>1,2</sup>, L. GERBAUD<sup>2</sup> <sup>1</sup> Innovation &amp; Research Department, SNCF, Paris, France <sup>2</sup> Univ. Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble INP, G2Elab, F-38000 Grenoble</p> <p>p.10 <b>Comparaison de deux méthodes d'agrégation pour la prédiction de l'énergie électrique produite par un parc d'hydroliennes</b> O. LO BRUTTO, M. BARAKAT, J. THIEBOT, S. GUILLOU, H. GUALOUS Université de Caen Basse-Normandie, UNICAEN, LUSAC, EA 4253, 14000 Caen</p> <p>p.16 <b>La logique floue au cœur d'un algorithme d'optimisation de la consommation d'énergie électrique d'une habitation individuelle</b> S. BISSEY, S. JACQUES, J-C. LE BUNETEL Université de Tours (France), GREMAN CNRS UMR 7347</p> <p>p.22 <b>Etude d'un convertisseur DC/DC avec des composants GaN pour des applications spatiales</b> P. DEMUMIEUX Université Claude Bernard Lyon 1, CNRSF-69100, Villeurbanne</p> <p>p.30 <b>Estimation et correction de l'erreur de fréquence d'échantillonnage dans les systèmes CPL sur les réseaux électriques aéronautiques</b> N. LALLBEEHARRY, C. TREBOSC, V. DEGARDIN IEMN-TELICE, Université Lille 1, Bat P3, 59655, Villeneuve d'Ascq</p> <p>p.35 <b>Création de lumière blanche par le couplage d'une diode laser et d'un luminophore adapté</b> C. CATALANO<sup>1,2</sup>, G. LEDRU<sup>1,4</sup>, G. ZISSIS<sup>1,3</sup>, H. MOTOMURA<sup>3</sup>, M. JINNO<sup>2</sup> <sup>1</sup> Université de Toulouse, LAPLACE, <sup>2</sup> Ehime University, Department of Electric and Electronic Engineering Japon 3 Encadrant de thèse, LAPLACE, 4 Co-encadrant de thèse, LAPLACE, Toulouse,</p> <p>p.40 <b>Enroulement amortisseur pour la réduction des bruits et vibrations des machines asynchrones</b> G. BAUW, B. CASSORET, O. NINET, R. ROMARY Univ. Artois, Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement (LSEE), Béthune</p> <p>p.45 <b>Discussion sur le suivi de l'état de santé des modules de puissance constitués de MOSFET en carbure de silicium</b> M. HOLOGNE, P. BEVILACQUA, A. BARRIERE*, B. ALLARD, J. JAY*, G. CLERC H. RAZIK Univ Lyon, UCB Lyon1, INSA, CNRS, AMPERE, CETHIL*</p> <p>p.55 <b>Commande sans capteur mécanique de la Machine à Réductance Variable – Méthodes d'estimation de la position</b> A. SARR, I. BAHRI, D. DIALLO GeePs : Laboratoire Génie Electrique et Electronique de Paris (CNRS, Centrale Supélec, UPMC, Univ. Paris Sud) 91192 Gif sur Yvette</p> <p>p.62 <b>Publications, Abonnement</b></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'œuvre 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 de juillet de la revue 3EI est consacré aux jeunes chercheurs. Grâce à ce partenariat renouvelé avec les journées JCGE-SEEDS, nous vous proposons de vous maintenir au courant des nombreux domaines étudiés par les jeunes chercheurs du Génie Electrique.

Chers Collègues,

Pour sa quatorzième édition, la Conférence des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique (JCGE 2017) s'est déroulée dans les locaux du campus de l'Université d'Artois à Arras du 30 mai au 1er juin. Organisée depuis plusieurs années conjointement avec le Groupement de Recherche du CNRS « SEEDS », cette manifestation, unique en son genre, a été gérée, de main de maître, localement par le Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement de Béthune : merci à Stéphane Duchesne et à son Equipe. Je tiens à nouveau, au nom du Comité scientifique de JCGE et de tous les participants dont les jeunes doctorants, à féliciter et à remercier ce Laboratoire qui a fait preuve d'un dynamisme et d'un grand sens de l'organisation.

La mission essentielle du GdR « SEEDS » est d'animer la Communauté Génie Electrique et d'assurer sa représentativité auprès des différentes instances académiques, institutionnelles et industrielles.

Cette quatorzième édition n'a pas failli à la tradition de rassembler, dans un esprit de convivialité et de dialogue, les jeunes thésards et post-doctorants. Ce fut aussi le cas cette année pour une soixantaine de jeunes de présenter leurs travaux à une assemblée d'institutionnels et d'industriels. Ce cru fut qualifié par les participants de « grand cru » international. Bravo donc à tous ces jeunes pour les efforts qu'ils ont manifestés pour valoriser leurs travaux.

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

- Le Grand Prix du Jury à Malorie HOLOGNE du Laboratoire AMPERE de Lyon  
« Discussion sur le suivi de l'état de santé des modules de puissance constitués de MOSFET en carbure de silicium »

- Le premier Prix Industriel à Grégory BAUW du Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement (LSEE) de Béthune.

« Enroulement amortisseur pour la réduction des bruits et vibrations des machines asynchrones ».

- Le troisième Prix Industriel à Ottavio LO BRUTTO du Laboratoire des Sciences Appliquées de Cherbourg (LUSAC).

« Méthode semi-analytique d'optimisation de l'emplacement des turbines dans un parc d'hydroliennes ».

On notera cette année que le Jury a décerné 2 « Prix Industriel » de par la qualité et l'intérêt de ces travaux pour la Communauté.

Aussi dans la tradition des JCGE précédents, la Revue « 3EI » nous fait le plaisir et l'honneur de publier un certain nombre de présentations d'abord rassemblées dans un numéro spécial JCGE, puis dans les numéros à thème. Ces présentations, toujours riches en informations, sont un lien entre les jeunes de la recherche et le corps enseignant.

Les prochaines éditions JCGE/SEEDS se tiendront en 2019, à présent en alternance avec la manifestation « SGE » (Symposium en Génie Electrique). Rendez-vous donc en 2019 à ... ?

Michel AMIET

Président du Comité Scientifique JCGE.

Bonne lecture.

Le Comité de Publication de la Revue 3EI

### La Revue 3EI

#### Comité de publication

Hamid BEN AHMED

Arnaud BRUGIER

Jacques COURAULT

Jean FAUCHER

Gilles FELD

Jean Michel GAY

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.**

---

# Dimensionnement optimal de train hybride : comparaison entre différents types de batteries

MARIE POLINE<sup>1,2</sup>, LAURENT GERBAUD<sup>2</sup>

(1). Innovation & Research Department, SNCF, Paris, France.

(2). Univ. Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble INP\*, G2Elab, F-38000 Grenoble, France

**Résumé :** Une grande partie des trains de type TER circulant sur le réseau ferroviaire français circule au moyen d'un groupe diesel embarqué. Cependant, les contraintes environnementales sont de plus en plus fortes et imposent de trouver de nouvelles sources d'énergies, notamment via l'électrification des lignes sur lesquelles circulent ces trains. Cependant, les lignes à faible trafic ne permettent pas une rentabilité économique de l'électrification. Dès lors, il est nécessaire de conserver des trains autonomes tout en réduisant leur consommation. La majeure partie de ces trains autonomes sont des véhicules diesel-électrique. Ainsi, dans cet article, une des solutions explorées consiste à ajouter des systèmes de stockage en embarqué, permettant notamment de récupérer l'énergie de freinage. Pour développer le marché de ces engins, il est nécessaire de disposer d'outils de dimensionnement permettant aux ingénieries ferroviaires de concevoir cette nouvelle topologie d'engins. Ainsi, cet article propose une méthode de dimensionnement sur cycle par optimisation avec pour cas d'application un train comportant un groupe diesel, des batteries et des supercondensateurs. Une analyse est ensuite faite afin de déterminer quel type de batteries est le plus adapté pour ce trajet.

**Abstract :** An important part of the urban trains on the French railway network use a diesel generator. However, with the growing environmental concerns, new sources must be found as the electrification of the railway lines. However, some areas might be difficult to reach and thus cost a lot. In this way, the use of autonomous train must continue. Some diesel trains are actually hybrid series vehicles. So, in this article, a possibility explored is to add embedded storage elements. One advantage of this storage system is the possibility to save the braking energy in order to re-use it later. The sizing of this new system is not fully developed in the industrial world. So, this paper proposes an optimal method of sizing with an application on a hybrid train composed of diesel generator, batteries and supercapacitors. A brief analysis is proposed to determine which type of batteries is more suitable.

**Mots clés :** Méthode de dimensionnement par optimisation, train hybride, batteries, groupe diesel, supercondensateurs, modèle non-linéaire, algorithme SQP

## 1. Introduction

Après quelques années d'un développement plus axé sur les services aux voyageurs, la SNCF a relancé sa démarche d'innovation par le biais des groupes de travail de T4Rail. Ces groupes s'intéressent à différentes technologies et innovations pouvant être utilisées dans le ferroviaire comme le stockage. En effet, l'intégration des renouvelables dans les réseaux électriques, l'importance de la réduction de consommation énergétique ont permis un fort développement des systèmes de stockages. La SNCF s'intéresse donc à cette technologie selon deux angles : le stockage stationnaire afin de rendre des services au réseau (soutien de tension par exemple) et le stockage en embarqué afin de réduire la consommation (récupération de l'énergie de freinage par exemple).

Dans le cadre du stockage stationnaire, de nombreux travaux ont permis la mise au point d'un démonstrateur visant à faire du soutien de tension dans une zone du réseau ferroviaire électrique faisant face à

de nombreuses chutes de tension. Plusieurs gestions énergétiques différentes seront installées dans les prochaines années afin d'identifier le meilleur management de ce système.

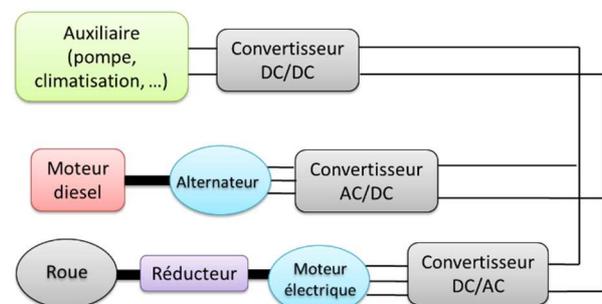


Figure 1: Architecture du train diesel-électrique

Dans le cas du stockage en embarqué, plusieurs projets sont à l'étude comme l'utilisation de batteries dans des engins diesel-électrique ou encore l'utilisation de l'hydrogène comme source d'énergie. En effet, un

grand nombre de lignes ferroviaires ne disposent pas d'infrastructures électriques en raison des coûts d'investissements. Ainsi, il existe donc un grand nombre de trains diesel-électrique circulant sur des lignes à faible trafic (50% des lignes à faible trafic pour 15% du trafic avec engins autonomes en France). Ces trains disposent d'un moteur diesel relié à un moteur électrique par le biais d'un alternateur (cf. Figure 1).

Cependant, les problèmes environnementaux croissants posent la question de la réduction de la consommation de carburant et donc d'émission de polluants. A l'image de ce qui se fait pour les véhicules automobiles hybrides, l'architecture de ces trains diesel-électrique offre la possibilité d'ajouter des systèmes de stockages d'énergies qui seraient alors connectés au bus continu (cf. Figure 2). Ces derniers permettent de réduire la consommation de carburant et de récupérer l'énergie de freinage [1].

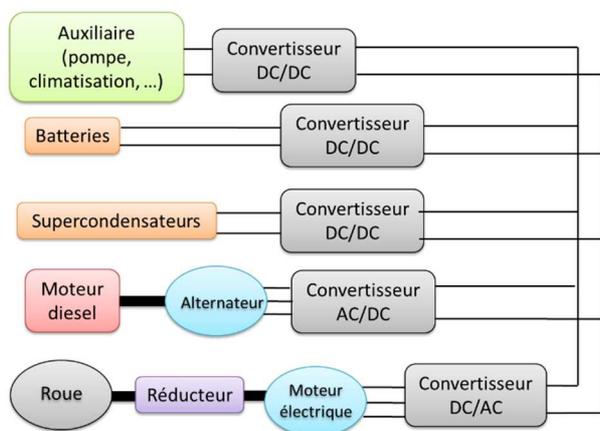


Figure 2: Architecture du train diesel-électrique hybride

Cette modification soulève alors la question de l'approche à adopter pour le dimensionnement des sources d'énergie (électrique, thermique et électrochimique). En effet, les sources étant embarquées, elles doivent respecter des contraintes de volume et de masse tout en permettant d'assurer le trajet entre deux gares. Afin de déterminer ce dimensionnement, une mission ferroviaire de référence est utilisée. Elle se présente sous la forme d'une puissance de traction à fournir à chaque instant (cf. Figure 3).

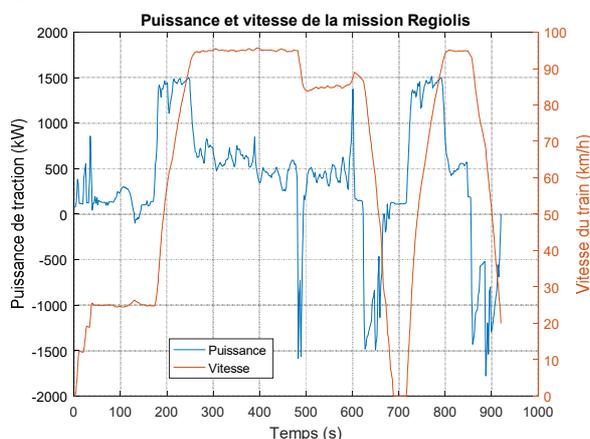


Figure 3 : Mission ferroviaire utilisée pour l'étude

L'article se divise en deux parties : une première partie porte sur la modélisation des sources avec notamment la prise en compte de leur exploitation. Ensuite, une seconde partie présente le problème d'optimisation. Ce modèle est alors utilisé pour trouver le dimensionnement dans le cas de plusieurs types de batteries.

## 2. Modélisation

### 2.1. Modèle en flux de puissance

L'objectif est de trouver le pré-dimensionnement du système par optimisation. Afin de représenter les différentes sources, des modèles en flux de puissance ont été utilisés. Ce niveau de modélisation est considéré comme suffisamment précis pour l'objectif désiré. Les variables du modèle d'optimisation seront alors l'énergie et la puissance. Pour connaître l'énergie à partir de la puissance, la méthode d'intégration de Cranck-Nicholson a été utilisée :

$$E_{source}(t+1) = E_{source}(t) - dt \cdot \frac{P_{source}(t+1) + P_{source}(t)}{2 \times 3600} \quad [\text{Wh}] \quad (1)$$

Avec :  $E_{source}$  [Wh] l'énergie d'une source,  $dt$  [s] le pas de temps de la mission ferroviaire et  $P_{source}$  [W] la puissance d'une source. La convention de signe choisie est la convention générateur : la puissance de décharge (celle fournie à la traction) est positive tandis que la puissance de charge est négative.

### 2.2. Gestion énergétique

Le train diesel-électrique hybride est composé de trois sources : des batteries et d'un groupe diesel qui ont une dynamique proche et des supercondensateurs ayant une dynamique plus élevée. Ainsi, un filtre passe-bas a été utilisé pour séparer la demande de la mission entre une demande de puissance de dynamique élevée (fournie par les supercondensateurs :  $P_{SC}$ ) et une demande de puissance d'une dynamique plus faible fournie par l'ensemble {batteries ( $P_{BT}$ ), groupe diesel ( $P_{GD}$ )} (cf. figure n°4). Ce filtre passe-bas est caractérisé par sa fréquence de coupure ( $f_{sc}$ ) qui va donc influencer la répartition de puissance entre les sources et donc leur dimensionnement [2].

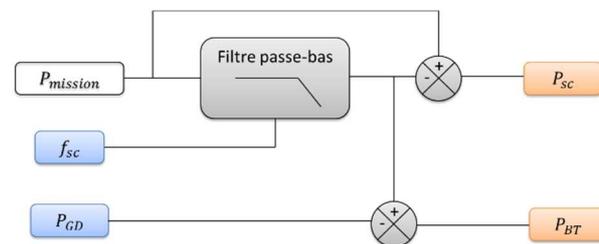


Figure 4 : Gestion fréquentielle

En conclusion, à l'aide de la fréquence de coupure et de la puissance fournie par le groupe diesel, il est possible d'obtenir le profil de puissance de chacun des stockeurs et donc d'en déduire leur profil énergétique à l'aide de l'équation (1).

## 2.3. Dimensionnement du système

### 2.3.1. Dimensionnement des stockeurs

Dans le cas des systèmes de stockage, la variable de dimensionnement est le nombre de cellules de chaque stockeur (nombre de cellules de batteries et nombre de cellules de supercondensateurs). Il faut donc déterminer le nombre de cellules nécessaire pour que chaque stockeur soit en mesure de fournir le profil en puissance et en énergie qui a été déterminé à l'aide de la gestion fréquentielle et de la puissance du groupe diesel. Le nombre de cellules d'un stockeur est alors calculé à partir de la variable la plus contraignante (énergie ou la puissance). L'équation (2) est valable quel que soit le type de stockeur (batteries ou supercondensateurs) :

$$nb_{stock} = \max\left(\frac{\max(E_{stock}(t)) - \min(E_{stock}(t))}{E_{stock,cell}}, \frac{\max(|P_{stock}(t)|)}{P_{stock,cell}}\right) \quad (2)$$

Avec :  $nb_{stock}$  le nombre de cellules du stockeur,  $E_{stock}$  [Wh] l'énergie du stockeur,  $P_{stock}$  [w] la puissance du stockeur,  $E_{stock,cell}$  [Wh/cellule] l'énergie spécifique par cellule du stockeur et  $P_{stock,cell}$  [W/cellule] la puissance spécifique par cellule du stockeur.

La puissance et l'énergie spécifiques sont calculées à partir des caractéristiques des sources : capacité nominale, tension nominale, courant de décharge pour les batteries et capacité, tension nominale et résistance interne pour les supercondensateurs.

Une fois le nombre de cellules connues, il est possible de déduire les caractéristiques physiques du stockeur comme le volume et la masse, ainsi que son coût d'investissement :

$$Masse_{stock} = nb_{stock} * Masse_{stock,cell} \quad [\text{kg}] \quad (3)$$

$$Vol_{stock} = nb_{stock} * Vol_{stock,cell} \quad [\text{m}^3] \quad (4)$$

$$Cout_{stock}^{inv} = nb_{stock} * Cout_{stock,cell} \quad [\text{k€}] \quad (5)$$

Avec :  $Masse_{stock}$  [kg] la masse du stockeur,  $Masse_{stock,cell}$  [kg] la masse d'une cellule du stockeur,  $Vol_{stock}$  [m<sup>3</sup>] le volume du stockeur,  $Vol_{stock,cell}$  [m<sup>3</sup>] le volume d'une cellule du stockeur,  $Cout_{stock}^{inv}$  [k€] le coût d'investissement du stockeur et  $Cout_{stock,cell}$  [k€] le coût d'une cellule du stockeur.

### 2.3.2. Dimensionnement du groupe diesel

Le groupe diesel est composé d'un moteur diesel et du carburant embarqué nécessaire pour effectuer la mission. Le dimensionnement du moteur diesel se fait à partir de sa puissance nominale. Pour cela, il est supposé que le groupe diesel fournit au maximum sa puissance nominale. Le dimensionnement du carburant embarqué (masse et volume) se fait à partir de sa consommation totale obtenue en fin de mission.

$$P_{GD,nom} = \max(P_{GD}(t)) \quad [\text{W}] \quad (6)$$

Avec  $P_{GD,nom}$  [W] la puissance nominale du groupe diesel et  $P_{GD}(t)$  [W] sa puissance à un instant donné.

La masse, le volume et le coût du moteur diesel sont déterminés à partir de fonctions linéaires de la

puissance nominale du groupe diesel [2]. Pour le carburant embarqué, ces variables dépendent de sa consommation en litre et de sa masse volumique.

Les caractéristiques physiques du groupe diesel se déduisent ensuite de la manière suivante :

$$Masse_{GD} = Masse_{mot}(P_{GD,nom}) + Masse_{carburant}(Conso) \quad [\text{kg}] \quad (7)$$

$$Vol_{GD} = Vol_{mot}(P_{GD,nom}) + Vol_{carburant}(Conso) \quad [\text{m}^3] \quad (8)$$

$$Cout_{GD}^{inv} = Cout_{mot}(P_{GD,nom}) \quad [\text{k€}] \quad (9)$$

Avec  $Masse_{GD}$  [kg] la masse totale du groupe diesel,  $Masse_{mot}$  [kg] la masse du moteur diesel,  $Masse_{carburant}$  [kg] la masse du carburant embarqué,  $Vol_{GD}$  [m<sup>3</sup>] le volume total du groupe diesel,  $Vol_{mot}$  [m<sup>3</sup>] le volume du moteur diesel,  $Vol_{carburant}$  [m<sup>3</sup>] le volume du carburant embarqué,  $Cout_{GD}^{inv}$  [k€] le coût total d'investissement du groupe diesel et  $Cout_{mot}$  [k€] le coût du moteur diesel.

## 2.4. Exploitation des sources

### 2.4.1. Vieillessement des batteries

Les supercondensateurs sont en mesure d'accomplir des millions de cycles sans perdre de leurs performances. Cependant ce n'est pas les cas des batteries qui sont plus dommageables en termes de cyclage mais aussi de vieillissement calendaire. Ainsi, nous avons mis en œuvre un modèle de vieillissement des batteries. Afin de pouvoir comparer les résultats du dimensionnement selon le type de batteries, deux modèles de vieillissement sont implantés. Le premier modèle, développé par [3], concerne les batteries de types NiMH ; et le second, présenté par [4], s'applique aux batteries de types Li-ion.

L'énergie stockée dans les batteries est calculée pour chacun des instants. Il est alors possible de déterminer l'état de charge (SOC) par :

$$SoC(t) = \frac{E_{bt}(t) - E_{bt,min}}{E_{bt,max} - E_{bt,min}} \quad (10)$$

Avec  $E_{bt}$  [Wh] l'énergie stockée dans le module de batteries au cours de la mission,  $E_{bt,min}$  [Wh] son énergie minimale et  $E_{bt,max}$  [Wh] son énergie maximale.

L'état de charge étant connu, il est possible de déterminer les cycles accomplis par les batteries. Cependant, ce calcul n'est pas simple en raison de la possible présence de micro-cycles cachant des cycles de plus grande taille. En effet, une série de micro-cycles peuvent former une décroissance lente de l'énergie stockée dans les batteries, mais continue, qui mène finalement à un cycle de grande profondeur de décharge (plus dommageable pour le système). Ainsi, un algorithme de type « rainflow » est implanté afin de déterminer le nombre exact de cycles accompli avec leur profondeur de décharge [5]. Cet algorithme utilise les points extrema de l'état de charge des batteries. Un cycle se compose de 3 états : l'état initial, l'état extremum suivant et l'état final qui est de même valeur que l'état initial. Lorsque l'état de charge ne repasse pas par une même valeur, alors l'algorithme compte un demi-cycle.

Par exemple, la figure n°5 montre les extremums de l'état de charge des batteries et la figure n°6 les cycles détectés par l'algorithme de « rainflow ».

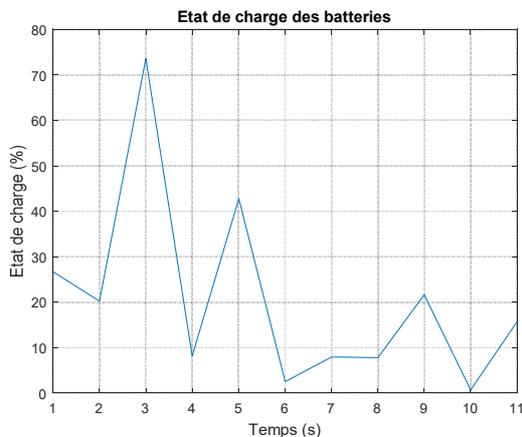


Figure 5 : Exemple d'un état de charge des batteries

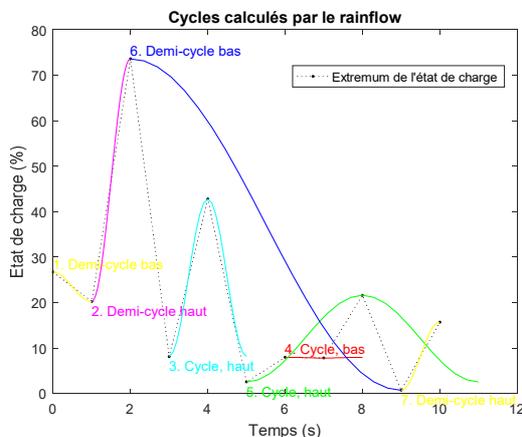


Figure 1 : Cycles réalisés par les batteries

Une fois ces informations obtenues, le modèle de vieillissement adapté au type de batteries est utilisé pour déterminer la durée de vie de ces batteries. Il est donc possible d'évaluer à partir de combien d'années il sera nécessaire de racheter un pack de batteries. Le train a une durée de vie d'au moins 30 ans. Ce modèle de vieillissement permet de déterminer au cours de quelle(s) année(s) il y aura un investissement à faire pour racheter un pack de batteries. Ce réinvestissement a un coût qui sera actualisé pour le calcul du coût total :

$$Cout_{remplacement\ BT}^{act} = \sum_{i=annee\ remplacement} \frac{Cout_{BT}^{inv}}{(1+a)^i} \quad [k\text{€}] \quad (11)$$

Avec  $Cout_{remplacement\ BT}^{act}$  [k€] le coût actualisé de rachat des batteries,  $annee_{remplacement}$  [ans] les années où le pack de batteries est arrivé en fin de vie et donc où il est nécessaire d'en racheter,  $Cout_{BT}^{inv}$  [k€] le coût d'investissement d'un pack de batteries et  $a$  [%] le taux d'actualisation.

## 2.4.2. Cartographie du groupe diesel

La consommation de carburant représente un des coûts les plus importants pour l'exploitation du train. Cependant, la consommation est fortement liée à la taille du groupe diesel, elle-même étant liée à sa puissance nominale. La cartographie de consommation diffère selon le groupe diesel. Cependant, au cours de ce processus de dimensionnement, la taille du groupe diesel n'est pas déterminée. Il est donc difficile de savoir quelle est la cartographie correspondante et donc quelle est la consommation de carburant. Une solution proposée est d'utiliser une fonction normalisée de la cartographie. Cette fonction est alors dépendante de la puissance instantanée du groupe diesel, de sa puissance nominale ainsi que de l'énergie consommée [2].

$$Conso_{GD}(t) = C_{sn} * \left[ -5 * \left( \frac{P_{GD}(t)}{P_{GD,nom}} \right)^5 + 20 * \left( \frac{P_{GD}(t)}{P_{GD,nom}} \right)^4 - 27 * \left( \frac{P_{GD}(t)}{P_{GD,nom}} \right)^3 + 18.5 * \left( \frac{P_{GD}(t)}{P_{GD,nom}} \right)^2 - 6 * \left( \frac{P_{GD}(t)}{P_{GD,nom}} \right) + 2 \right] * E_{GD}(t) \quad [g] \quad (12)$$

Avec  $Conso_{GD}$  [g] la consommation de carburant du groupe diesel au cours de la mission,  $C_{sn}$  [g/kWh] la consommation spécifique,  $P_{GD}$  [W] la puissance du groupe diesel,  $P_{GD,nom}$  [W] la puissance nominale du groupe diesel,  $E_{GD}$  [kWh] l'énergie instantanée du groupe diesel.

La consommation totale est alors la somme de la consommation à chaque instant de la mission. Un train effectue un certain nombre de kilomètres par an. L'hypothèse faite est qu'il répète la même mission autant de fois que nécessaire pour réaliser ce nombre de kilomètres annuels. Il est donc possible de déterminer la consommation annuelle du train et donc le coût annuel de consommation de carburant :

$$Conso_{GD}^{annuelle} = nb_{mission} * \frac{Conso_{GD}^{mission}}{\rho_{diesel}} \quad [L] \quad (13)$$

$$Cout_{conso}^{annuel} = Conso_{GD}^{annuelle} * Prix_{carburant} \quad [k\text{€}] \quad (14)$$

Avec  $Conso_{GD}^{annuelle}$  [L] la consommation annuelle de carburant,  $Conso_{GD}^{mission}$  [g] la consommation de carburant sur la mission,  $nb_{mission}$  le nombre de répétition de la mission sur une année,  $\rho_{diesel}$  [g/L] la masse volumique du diesel,  $Cout_{conso}^{annuel}$  [k€] le coût annuel de consommation de carburant et  $Prix_{carburant}$  [k€/L] le prix au litre du carburant.

Le train ayant une durée de vie de 30 ans, l'objectif est de déterminer son coût total sur ces 30 années. Le coût annuel de consommation est alors actualisé :

$$Cout_{carburant}^{act} = \sum_{i=1}^{30} \frac{Cout_{conso}^{annuel}}{(1+a)^i} \quad [k\text{€}] \quad (15)$$

Avec  $Cout_{carburant}^{act}$  [k€] le coût actualisé de consommation annuelle de carburant,  $Cout_{conso}^{annuel}$  [k€] le coût annuel de consommation de carburant et  $a$  [%] le taux d'actualisation.

### 2.4.3. Dimensionnement complet du train hybride

Le train hybride est composé de ces trois sources : groupe diesel, batteries et supercondensateurs. La masse, le volume et le coût de ce train sont alors la somme de la masse, du volume et du coût de chacune des sources :

$$Masse_{sources} = Masse_{BT} + Masse_{SC} + Masse_{GD} \quad [kg] \quad (16)$$

$$Vol_{sources} = Vol_{BT} + Vol_{SC} + Vol_{GD} \quad [m^3] \quad (17)$$

Avec  $Masse_{sources}$  [kg] la masse du train diesel-électrique hybride,  $Masse_{BT}$  [kg] celle du module de batteries,  $Masse_{SC}$  [kg] du module de supercondensateurs,  $Masse_{GD}$  [kg] du groupe diesel,  $Vol_{sources}$  [m<sup>3</sup>] le volume du train diesel-électrique hybride,  $Vol_{BT}$  [m<sup>3</sup>] celui du module de batteries,  $Vol_{SC}$  [m<sup>3</sup>] du module de supercondensateurs et  $Vol_{GD}$  [m<sup>3</sup>] du groupe diesel.

Le coût total actualisé du train hybride prend en compte non seulement le coût d'investissement du système mais aussi le coût actualisé de consommation de carburant ainsi que le coût actualisé de rachat des batteries.

$$Cout_{sources}^{inv} = Cout_{BT}^{inv} + Cout_{SC}^{inv} + Cout_{GD}^{inv} \quad [k€] \quad (18)$$

$$Cout_{train}^{act} = Cout_{sources}^{inv} + Cout_{remplacement BT}^{act} + Cout_{carburant}^{act} \quad [k€] \quad (19)$$

Avec  $Cout_{sources}^{inv}$  [k€] le coût d'investissement des sources,  $Cout_{BT}^{inv}$  [k€] le coût d'investissement d'un pack de batteries,  $Cout_{SC}^{inv}$  [k€] le coût d'investissement d'un pack de supercondensateurs,

$Cout_{GD}^{inv}$  [k€] le coût total d'investissement du groupe diesel,  $Cout_{remplacement BT}^{act}$  [k€] le coût actualisé de rachat des batteries (suite au modèle de vieillissement, il est possible de déterminer en quelle année il sera nécessaire de réinvestir dans un pack de batteries) et  $Cout_{carburant}^{act}$  [k€] le coût actualisé de consommation annuelle de carburant.

### 2.5. Conclusion

Afin de modéliser le train hybride diesel-électrique, nous avons choisi d'utiliser des modèles en flux de puissance. Les variables dimensionnantes des sources (tel que le nombre de cellule d'un stockeur et la puissance nominale du groupe diesel) sont alors déduit du profil en énergie et/ou en puissance. Nous tenons compte de l'exploitation des sources avec le calcul de la consommation de carburant et du vieillissement des batteries. Dans la partie suivante, le modèle développé est reformulé sous forme d'un problème d'optimisation.

## 3. Optimisation

### 3.1. Problème d'optimisation

Le schéma de la figure n°2 présente la modélisation globale du système de gestion des flux de puissance. L'utilisation du filtre passe-bas permet de tenir compte des différentes dynamiques des sources. Par conséquent, la fréquence de coupure du filtre passe-bas va avoir une influence sur leur dimensionnement. Cette variable est donc une entrée du modèle d'optimisation (cf. Figure 2). Une seconde entrée de ce modèle est la puissance du groupe diesel pour chacun des instants de

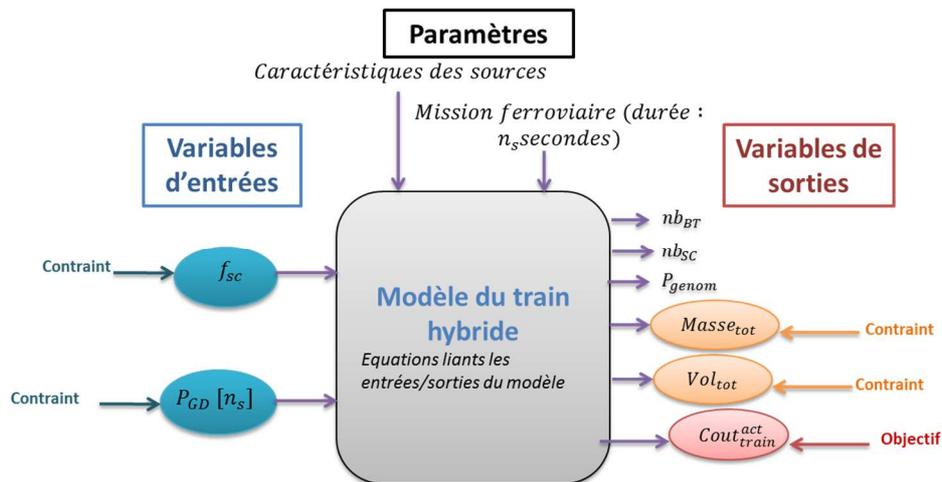


Figure 2 : Modèle d'optimisation

Tableau 1. Contraintes en entrée

Entrées			Sorties		
Variable	Minimum	Maximum	Variable	Minimum	Maximum
$f_{sc}$ [Hz]	0	2	$Masse_{sources}$ [kg]	0	23 400
$\forall t P_{GD}(t)$ [kW]	0	1800	$Vol_{sources}$ [m <sup>3</sup> ]	0	52

la mission. En effet, la puissance des supercondensateurs est entièrement déterminée par la sortie du filtre passe-bas, mais les batteries dépendent non seulement de la sortie de ce filtre mais aussi de la puissance du groupe diesel pour chacun de ces instants. Ces deux variables sont alors contraintes entre une borne minimale et une borne maximale (cf. Tableau 1). De plus, le système embarqué doit respecter des limitations de masse et de volume. Enfin, l'objectif du modèle d'optimisation est la minimisation du coût global actualisé (coût d'investissement, coût actualisé de réinvestissement des batteries certaines années et coût actualisé de consommation annuelle de carburant).

### 3.2. Environnement d'optimisation

Le modèle présenté est implanté dans la suite logiciel CADES au moyen des langages C et sml (propre à CADES : description d'équation et de contraintes). Pour réaliser les optimisations, l'algorithme Sequential Quadratic Programming (SQP) a été choisi. Cet algorithme déterministe présente l'avantage de pouvoir supporter un grand nombre de contraintes (ce qui est le cas de notre problème). Cependant, cet algorithme nécessite le calcul du jacobien. Il présente alors le risque de donner un minimum local et non global. L'environnement CADES a été choisi en raison de la bibliothèque adol-C qui permet, par dérivation analytique automatique de code, d'obtenir le calcul exact du jacobien.

Le modèle ainsi implanté est générique et peut être utilisé pour des sources de caractéristiques différentes. Il est donc possible d'obtenir le dimensionnement optimal du système en testant différentes batteries ou supercondensateurs qui existent sur le marché. Dans la suite de cet article, plusieurs technologies de batteries sont testées afin d'orienter le choix industriel vers la plus pertinente.

### 3.3. Résultats applicatifs

Le modèle présenté permet d'étudier de manière rapide quel est le type de batteries le plus adapté à la mission. Pour cela, il suffit de changer le cahier des charges (capacité, courant et tension). Trois types de batteries sont comparés et leurs caractéristiques sont rassemblées dans le tableau n°2 : batteries au nickel (NiMH), batteries au lithium (avec une électrode au phosphate : PS) et batteries au lithium (avec une électrode titanate : LTO). Le coût est considéré comme identique pour les différentes batteries (0.244k€/cellule) mais le modèle du vieillissement est différent : pour les batteries de type NiMH, c'est le modèle [3] qui est utilisé tandis que les deux autres batteries utilisent le modèle présenté par [4]. Les résultats de l'optimisation sont rassemblés dans le tableau n°3.

Tableau 2. Caractéristiques des batteries

Variable	Energie spécifique [Wh/cell]	Puissance spécifique [W/cell]	Masse [kg/cell]	Volume [m <sup>3</sup> /cell]
NiMH	162	405	2.15	4.34e-4
PS	98.9	620	2.38	2.6e-3
LTO	46	195.7	1.1	2.6e-3

Tableau 3. Résultats de l'optimisation

Technologie	NiMH	Li-ion PS	Li-ion LTO
Nombre de cellules de batteries	3 110	2 040	6 440
Nombre de cellules de supercondensateurs	1 620	1 620	1 620
Puissance nominale du groupe diesel [kW]	515	510	500
Masse des sources [T]	12.5	10.7	12.9
Volume des sources [m <sup>3</sup> ]	24.2	31.4	52
Consommation de carburant [L]	28	28	28
Coût global actualisé du train [k€]	23 940	5 775	6 845

Les résultats d'optimisation montrent que pour assurer la mission, selon le type de batteries, le nombre de cellules varie fortement. Dans le cas des batteries de type Li-ion LTO, il est nécessaire d'en avoir deux fois plus que des batteries de types NiMH et près de trois fois plus que des batteries de types Li-ion PS. Cet écart est dû à leur puissance spécifique. En effet, dans le cas des batteries Li-ion LTO, cette puissance est bien inférieure à celle des deux autres technologies (405W/cellule pour NiMH, 620W/cellule pour Li-ion PS, 196W/cellule pour Li-ion LTO). Ces écarts sont donc répercutés sur le nombre de cellules nécessaires pour apporter la même puissance. Nous déduisons alors que c'est cet aspect qui est le plus dimensionnant pour le calcul du nombre de cellules (cf. (2)). La différence de coût entre les technologies est surtout due au fait que les batteries au Nickel sont changées tous les 3 ans tandis que les batteries de types lithium le sont beaucoup moins souvent (elles sont renouvelées environ trois fois au cours des 30 ans de fonctionnement).

#### 4. Conclusion et perspectives

Dans cet article, une méthode de dimensionnement par optimisation est proposée à l'aide de l'algorithme SQP. Afin de tenir compte des caractéristiques différentes des sources, deux problématiques majeures d'exploitation du système sont modélisées : une méthode de calcul de vieillissement des batteries et une méthode d'estimation de la consommation du groupe diesel. Le modèle ainsi formulé est généralisable à différents cas ferroviaires et pour différentes caractéristiques de système de stockage. Cet outil pourrait donc être utilisé dans l'industrie ferroviaire afin de trouver le dimensionnement d'un train hybride diesel. De plus, l'usage d'une méthode d'optimisation permet d'avoir un dimensionnement au plus fin.

Cependant, le dimensionnement des sources énergétiques n'est qu'une partie de la complexité des trains hybrides. En effet, avec une seule source énergétique à bord, la gestion des sources est directe mais en présence de plusieurs se pose la question de leur management énergétique, d'autant plus qu'il a une forte influence sur le dimensionnement [6]. Des travaux futurs s'intéresseront alors à prendre en compte la gestion de l'énergie afin de réaliser l'optimisation simultanée du dimensionnement et de la gestion des sources d'énergies du système hybride.

#### Remerciements

Ce travail a été conduit par le pôle Innovation & Recherche de la SNCF à Paris sous l'encadrement de Julien POUGET et Frédéric CHAUVET en collaboration avec le G2ELab sous la direction de Laurent Gerbaud.

#### Références

- [1] M. Thiounn, «Evaluation of the hybrid locomotive "Plathee" - A Platform for Energy Efficiency and Environmentally Friendly Hybrid Trains», 9th World Congress on railway research, WCRR, May 2011.
- [2] C. Rockys Akli, Conception systémique d'une locomotive hybride autonome. Application à la locomotive hybride de démonstration et d'investigations en énergétique LHyDIE développée par la SNCF, Toulouse, 2008.
- [3] L. Serrao, Z. Chehab, Y. Guezennec et G. Rizzoni, «An Aging Model of Ni-MH Batteries for Hybrid Electric Vehicles», 2005 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 7-9 September 2005.
- [4] S. Sarabi, Contribution du Vehicle-to-Grid (V2G) à la gestion énergétique d'un parc de Vehicule Electrique sur le réseau de distribution, Paris, 2016.
- [5] A. Nieslony, «Rainflow Counting Algorithm», MathWorks, 4 April 2010. [En ligne]. Available: <https://fr.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/3026-rainflow-counting-algorithm>. [Accès le 08 November 2016].
- [6] O. BOSSI, Contribution au dimensionnement et à la gestion par optimisation de systèmes de stockage d'énergie pour les réseaux électrique ferroviaires, Grenoble, 2016.

# Comparaison de deux méthodes d'agrégation pour la prédiction de l'énergie électrique produite par un parc d'hydroliennes

Ottavio Lo BRUTTO, Mahmoud BARAKAT, Jérôme THIEBOT, Sylvain GUILLOU, Hamid GUALOUS

Normandie Université, UNICAEN, LUSAC, EA 4253, 14000 Caen, France

ottavio.lobrutto@unicaen.fr; mahmoud.barakat@unicaen.fr; jerome.thiebot@unicaen.fr; sylvain.guillou@unicaen.fr; hamid.gualous@unicaen.fr

**Résumé :** *L'objectif de cet article est de comparer deux méthodes d'agrégation, la méthode d'agrégation globale et la méthode d'agrégation partielle, permettant l'estimation de l'énergie électrique produite par un parc d'hydroliennes. Les méthodologies proposées dans ce travail sont appliquées à un futur parc d'hydroliennes installé dans le Raz Blanchard (Normandie). Les résultats montrent que la méthode d'agrégation partielle peut être la plus adaptée pour l'estimation de la puissance produite dans un parc d'hydroliennes. Ceci est dû au fait qu'elle permet de considérer l'effet de sillage dans le parc (qui impacte le productible de chaque hydrolienne).*

**Abstract:** *The objective of this work is to compare two different aggregation methods, the overall aggregation method and the multi-full aggregate method, allowing comparing the electrical power produced by a tidal farm. The two methods are applied to a future commercial tidal farm in the Alderney Race (Raz Blanchard in French), situated next to Cherbourg (Normandy, France). Results show that the multi-full aggregate method permits to estimate better the electrical power produced by a tidal farm, because the wake effect within the farm can be taken into account.*

**Mots clés :** *Méthodes d'agrégation, parc d'hydroliennes, puissance électrique, effet de sillage.*

## 1. Introduction

Depuis de nombreuses années plusieurs pays affichent une volonté à réduire la consommation des énergies fossiles. Les premières solutions développées sont à base de l'énergie hydraulique, photovoltaïque ou éolienne. D'autres sources sont à l'étude aujourd'hui pour apporter un panel de solutions pour réduire les émissions des gaz à effet de serre. La France s'est engagée à augmenter considérablement la part des énergies renouvelables dans sa production d'énergie nationale (plus de 20% en 2020 contre 8% en 2008). Les énergies marines renouvelables peuvent contribuer à une part significative des nouvelles sources d'énergie n'émettant pas de gaz à effet de serre. Ces énergies marines renouvelables exploitables sont nombreuses et variées. En effet, la mer est un fluide riche en flux énergétiques qui peuvent être exploités sous diverses formes. On peut citer par exemple, les énergies thermiques marines, hydro-cinétiques (vagues et courants). En particulier, l'énergie cinétique des courants de marée présente l'avantage d'être totalement prévisible. Les énergies marines renouvelables (EMR) offrent donc une possibilité d'accroître la mixte énergétique en France. L'évaluation de ces ressources énergétiques marines est une étape cruciale pour le développement de tout projet hydrolien. La France possède le deuxième potentiel de production de

l'énergie électrique à partir des EMR derrière le Royaume-Uni. D'après EDF, en France, le potentiel de production est compris entre 5 et 14 TWh/an. Soit une puissance installée comprise entre 2 et 3 GW. Le site du Raz Blanchard capitalise environ 50% de cette ressource nationale. La conversion de l'énergie cinétique des courants de marée en énergie mécanique est effectuée par les turbines sous-marines ou hydroliennes. Ces dernières pourraient être organisées dans des fermes afin d'exploiter le maximum de puissance d'un site.

A ce jour, plusieurs travaux ont été présentés sur l'estimation de la puissance électrique produite par une turbine hydrolienne *stand-alone*. Andreica *et al.* [1,2] ont analysé le comportement électrique d'une turbine à axe verticale connecté au réseau ou en régime îloté. Hauck *et al.* [3] ont analysé les dynamiques électriques d'une turbine à axe vertical couplée avec une Machine Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) qui travaille à des vitesses de rotation très bas. Benelghali *et al.* [4] ont utilisé un simulateur d'hydrolienne pour comparer la MSAP avec la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA). Les auteurs ont montré que la MSAP est la plus adaptée à des applications sous-marines puisqu'elle permet de produire une quantité de puissance supérieure à celle produite par la MADA et puisqu'elle est plus robuste. Zhou *et al.* [4] ont analysé les performances d'une stratégie à affaiblissement de

flux magnétique pour une turbine à axe horizontal à pale fixe couplée à une MSAP à entraînement direct. Les auteurs ont montré que leur méthode peut être appliquée soit en mode de limitation de puissance soit en mode de maximisation de la puissance.

Afin d'exploiter un site avec un potentiel hydrodynamique élevé, plusieurs hydroliennes doivent être organisées en fermes. Il est important avant l'installation d'une ferme d'hydroliennes d'analyser l'interaction entre la ferme et le réseau électrique. Comme dans le cas des fermes d'éoliennes, celles d'hydroliennes devront respecter les Codes du Réseau du Pays qui exploite leur énergie. A connaissance des auteurs, à ce jour il n'y a pas des articles qui montrent la modélisation électrique d'un parc d'hydrolienne. Au contraire, plusieurs études ont été effectuées sur l'analyse des dynamiques électriques des parcs d'éoliennes [6-9]. Les fermes qui contiennent un nombre peu élevé de turbines peuvent être analysées en modélisant chaque turbine indépendamment. Cette méthodologie est plus difficile à appliquer à l'étude d'une ferme commerciale (contenant des dizaines de turbines). En effet le nombre élevé d'équations rend le modèle complexe et augmente considérablement les temps de calcul. Des méthodes d'agrégation ont été utilisées pour résoudre ces problèmes. Ils consistent à représenter le parc en utilisant un seul ou plusieurs groupes de turbines. Ces méthodes permettent de réduire la complexité et les temps de simulations sans affecter la précision des résultats. Mercado-Vargas *et al.* [6] ont analysé les réponses de six turbines éoliennes couplées à des MSAPs. Ils ont montré que les méthodes d'agrégation donnent des résultats très proches par rapport au modèle détaillé avec des temps de simulations réduits du 20% environ. Conroy et Watson [7, 8] ont obtenu des résultats similaires pour un parc de 12 machines. Ils ont pris en compte l'effet de sillage dans le parc en utilisant le modèle analytique de Jensen [9].

L'objectif de cet article est de comparer deux méthodes d'agrégation, la méthode d'agrégation globale et la méthode d'agrégation partielle, permettant d'estimer l'énergie électrique produite par un parc d'hydroliennes. Les méthodologies proposées dans ce travail sont appliquées à un parc d'hydroliennes commerciale installé dans le Raz Blanchard (Normandie). Dans la section 2 les modèles permettant de calculer l'énergie mécanique et électrique et les deux méthodes d'agrégation sont présentées. La section 3 montre les caractéristiques du parc dans le Raz Blanchard, et la section 4 présente les résultats de la comparaison entre les deux méthodes d'agrégation.

## 2. Modèle de la chaîne de conversion énergie mécanique - énergie électrique

### 2.1. Energie mécanique d'une turbine

Quand la vitesse de marée  $U_0$  est inférieure à la vitesse de cut-in de l'hydrolienne (région I dans la figure 1), le couple généré par le fluide n'est pas suffisant pour mettre en rotation la turbine, donc la puissance mécanique produite est égale à zéro. Quand la vitesse de marée est comprise entre la vitesse de cut-in et la vitesse nominale de la turbine (région II dans la figure 1), la puissance mécanique produite est égale à :

$$P_m = \frac{1}{2} \rho C_p \left( \frac{\pi D^2}{4} \right) U_0^3 \quad (1)$$

où  $\rho$  est la densité du fluide,  $C_p$  est le coefficient de puissance de la turbine, et  $D$  est le diamètre de la turbine. Quand la vitesse de marée  $U_0$  est supérieure à la vitesse nominale de la turbine (région III dans la figure 1) la puissance produite est égale à la puissance nominale (limitation de la puissance). Quand la vitesse de marée est supérieure à la vitesse de cut-out (région IV dans la figure 1), la turbine est arrêtée pour éviter des défaillances mécaniques.

Du fait des sillages des machines positionnées en amont, les turbines en aval extraient moins d'énergie que celles situées en amont, ce qui induit la nécessité d'analyser ce phénomène. Jensen [9] a développé un modèle simple pour décrire la variation de la vitesse dans le sillage lointain d'une turbine. Le bilan de quantité de mouvement décrit par l'éq. (2) permet de prévoir la vitesse dans tous les points dans le sillage lointain. Dans cette équation  $U_w$  est la vitesse de l'écoulement dans le sillage à une distance  $x$  en aval,  $r_0$  est le rayon de la turbine,  $r$  est le rayon du sillage,  $U_{w0}$  est la vitesse minimum juste après la turbine, selon la théorie de Betz (3):

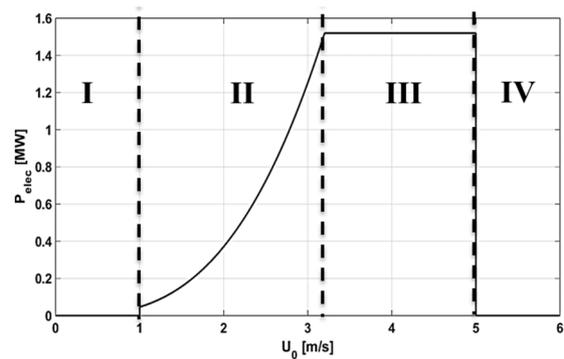


Figure 1 : Courbe de puissance d'une hydrolienne

$$\pi r^2 U_{w0} + \pi(r^2 - r_0^2)U_0 = \pi r^2 U_w \quad (2)$$

$$U_{w0} = U_0 \sqrt{1 - C_T} \quad (3)$$

Le rayon de sillage  $r$  d'une turbine hydrolienne décroît avec la distance  $x$  aval de la turbine et dépend de la turbulence ambiante  $I_0$  selon l'équation [10, 11] :

$$r = \frac{r_0}{2.59} c(I_0) \left[ 5.58 \left( 1 - e^{-0.051 \frac{x}{D}} \right) + 1.2 \right] \quad (4)$$

avec  $c(I_0) = -15.542 \cdot I_0^2 + 21.361 \cdot I_0 + 0.2184$ .

Si une turbine  $j$  est dans le sillage de plusieurs hydroliennes, la vitesse de marée en entrée de cette turbine  $j$  peut être calculée avec l'équation :

$$\left( 1 - \frac{u_j}{U_0} \right)^2 = \sum_{j=1}^{N_t} \frac{A_{over,ij}}{A_T} \left( 1 - \frac{u_{ij}}{U_0} \right)^2 \quad \text{for } i \in W(j) \quad (5)$$

où  $W(j)$  est le set de turbines qui affecte la turbine  $j$  avec leur sillage,  $u_{ij}$  est la vitesse résultante de l'effet de sillage causé par la turbine  $i$  sur la turbine  $j$ ,  $A_{over,ij}$  est la surface de recouvrement entre le sillage de la turbine  $i$  et la surface occupée par la turbine  $j$ ,  $A_T$  est la surface du rotor, et  $N_t$  est le nombre de turbines dans le parc.

## 2.2. Système électrique pour la conversion de l'énergie mécanique

Dans cette étude, la MSAP est utilisée pour la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique. Comme anticipé dans l'introduction, ce type de générateur permet de produire une puissance électrique supérieure à celle de la MADA. De plus, les systèmes composés d'hydroliennes couplées à des MSAP sont capables de contrôler la plage de vitesses de 0 à 100% de la vitesse de synchronisme et ils ont une structure robuste qui les rend plus adaptés à des applications sous-marines. Les opérations de maintenance de ces systèmes peuvent être réduites en travaillant avec une turbine à pales fixes et en éliminant la boîte de vitesses en utilisant un générateur à pôles multiples. Dans ce travail, on utilise une MSAP à entraînement direct couplé avec un convertisseur de fréquence composé de deux convertisseurs CA/CC et CC/CA couplés par un bus CC. Le système, dont le modèle mathématique est décrit en détail dans [5], est montré dans la figure 2.

En ce qui concerne le contrôle coté générateur, la méthode de contrôle du couple (décrit en détail en [5]) est utilisée. Dans la région à vitesse modérée (région II dans la figure 1) la puissance est maximisée en maximisant le coefficient de puissance de la turbine. Dans la région à vitesse élevée (région III dans la figure 2) la puissance est limitée à la puissance nominale en agissant sur la vitesse de rotation de la turbine avec la méthode expliquée dans [5].

Pour le contrôle dans le coté réseau, une commande vectorielle classique est utilisée pour maintenir constante la tension du bus CC et pour contrôler les puissances active et réactive injectées dans le réseau.

Un transformateur élévateur est utilisé pour connecter les générateurs à basse tension au Point Commun de Couplage (PCC) à moyenne tension (voir figure 2).

## 2.3. Méthodes d'agrégation

La modélisation détaillée de chaque machine dans le parc augmente la complexité de la simulation et le temps de calcul. Les méthodes d'agrégation sont une solution possible pour simplifier le modèle du parc d'hydroliennes. Elles consistent à représenter le comportement du parc d'hydroliennes avec un ou plusieurs groupes de turbines. Les deux méthodes les plus utilisées dans des applications éoliennes, qui seront analysés dans ce travail, sont la méthode d'agrégation globale et la méthode d'agrégation partielle [6]. La méthode d'agrégation globale consiste à regrouper toutes les turbines en une seule turbine équivalente travaillant à la vitesse de marée à écoulement libre  $U_0$ . Le modèle de la turbine équivalente est le même que celui présenté dans la section 2.1, en considérant la puissance et le couple produits comme la somme des puissances mécaniques et des couples mécaniques produits par  $N_t$  machines dans le parc. Les paramètres mécaniques dans le modèle de l'arbre mécanique doivent être modifiés puisque la puissance mécanique est  $N_t$  fois plus élevée. Donc, l'inertie de la turbine équivalente  $J_{eq}$  est obtenue en multipliant l'inertie  $J$  d'une turbine par  $N_t$ . Le modèle équivalent de la MSAP est obtenu en considérant la mise en parallèle de  $N_t$  générateurs. En ce qui concerne le bus CC, la capacité équivalente du condensateur (voir figure 2) est obtenue en calculant le la mise en parallèle de  $N_t$  capacités. Le schéma de la méthode d'agrégation globale est montré en figure 3. Les équations et les paramètres utilisés dans la méthode d'agrégation globale sont montrés et décrits plus en détail dans [12].

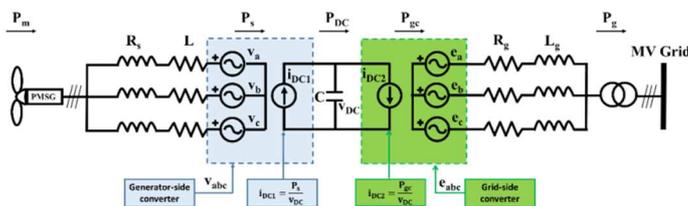


Figure 2 : Système équivalent de la chaîne de conversion énergie mécanique – énergie électrique

La méthode d'agrégation partielle consiste à diviser le parc en groupes de turbines qui travaillent aux mêmes vitesses de marée. Ces dernières peuvent être obtenues en utilisant le modèle de sillage décrit dans la section 2.1. Les modèles équivalent des différentes parties du modèle de la chaîne de conversion mécanique-électrique sont obtenus de manière similaire à ce qu'on a vu pour la méthode d'agrégation globale, en considérant cette fois-ci le nombre des turbines  $N_{group,i}$  dans le même groupe  $i$  au lieu du nombre total des turbines dans le parc  $N_t$ .

### 3. Caractéristique du parc d'hydroliennes

Dans ce travail, on considère un parc d'hydroliennes centré sur le point (2.019°W ; 49.72°N), qui se trouve dans le Raz Blanchard. Les turbines ont un diamètre D de 16m et une puissance nominale PN de 1.52 MW [5]. Le modèle électrique du parc est implémenté dans l'environnement Matlab/Simulink®. Les turbines sont connectées en moyenne tension à 33kV [13] à travers des transformateurs 0.69/33kV. Les paramètres mécaniques et électriques sont donnés en annexe. La configuration du parc est montrée en figure 4 (configuration en quinconce). Les distances longitudinales et radiales entre les machines sont 15D et 3D respectivement, comme suggéré dans la littérature pour un parc dans le Raz Blanchard [14].

### 4. Résultats

Les données de vitesse et direction du courant du 15 Aout 2005 (un jour caractérisé par des courants élevés, voir figure 5) pour le point du Raz Blanchard considéré dans ce travail, sont obtenues à partir du modèle régional présenté dans [15]. A ce jour, il n'y a pas de mesures disponibles de turbulence ambiante I0 dans le Raz Blanchard. Dans ce travail, on suppose que le taux de turbulence ambiante I0 est égal à 10%, en accord avec de mesures dans des sites avec des caractéristiques hydrodynamiques similaires à celle du Raz Blanchard [16].

Pour l'application de la méthode d'agrégation partielle, les vitesses de marée à l'entrée de chaque turbine (en tenant compte de l'effet de sillage) doivent être calculées. Les équations présentées dans la section 2.1 permettent de déterminer le nombre de groupes de turbines travaillant à la même vitesse et le nombre de turbines par groupe, ce qu'on montre dans la figure 4.

La puissance active au PCC calculée en utilisant la méthode d'agrégation globale et la méthode d'agrégation partielle est représentée en figure 6(a). La différence d'estimation entre les deux méthodes (6b), est calculée avec l'équation :

$$\varepsilon(t) = \frac{P_{PCC,mag}(t) - P_{PCC,map}(t)}{P_{N,farm}} \quad (6)$$

où  $P_{PCC,mag}$  est la puissance active calculée avec la méthode d'agrégation globale,  $P_{PCC,map}$  est la puissance active calculée avec la méthode d'agrégation partielle, et  $P_{N,farm}$  est la puissance nominale du parc d'hydroliennes. On peut remarquer que la méthode d'agrégation globale donne une puissance active supérieure à la puissance active calculée avec la méthode d'agrégation partielle. Cette différence est due au fait que dans la méthode d'agrégation globale l'effet de sillage ne peut pas être pris en compte puisque l'on considère que la turbine équivalent travaille avec la vitesse d'écoulement libre montré en figure 5(a).

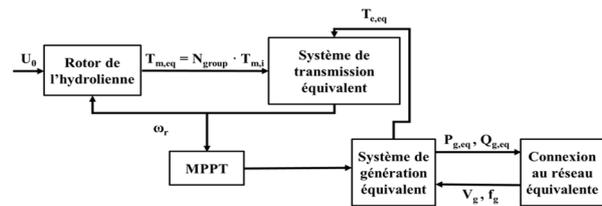


Figure 3 : Schéma d'ensemble de la méthode d'agrégation globale

La non prise en compte de l'effet de sillage donne des différences entre les deux méthodes, qui peuvent être ponctuellement supérieures à 10%. Ce résultat suggère que la méthode d'agrégation partielle peut permettre d'obtenir des résultats plus proches de la réalité par prise en compte des interactions négatives entre les machines dans le calcul de la puissance produite par le parc.

### 5. Conclusion

Dans ce travail les méthodes d'agrégations globale et partielle ont été appliquées pour l'estimation de l'énergie produite dans un parc commercial hypothétique d'hydroliennes dans le Raz Blanchard. Les résultats ont montré que la puissance active calculée avec la méthode d'agrégation globale peut être ponctuellement supérieure à 10% par rapport à celle calculée avec la méthode d'agrégation partielle. Ce résultat suggère que la méthode d'agrégation partielle peut permettre d'obtenir des résultats plus proches de la réalité dans la mesure où les effets d'interactions entre les machines sont pris en compte.

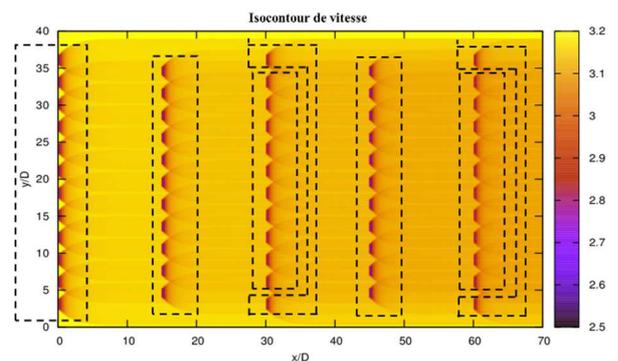


Figure 4 : Configuration du parc d'hydroliennes et turbines travaillant à la même vitesse de marée

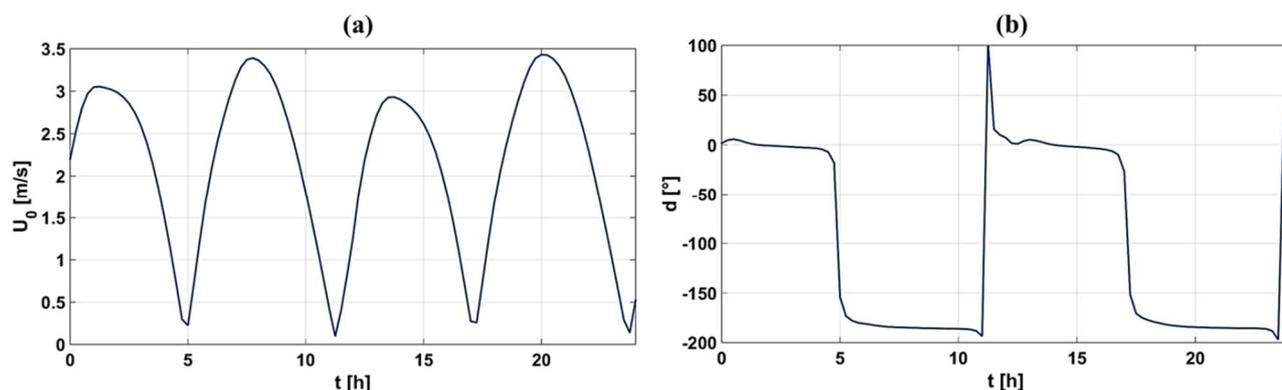


Figure 5 : (a) Vitesse de marée du 15 Aout 2005 ; (b) Direction de la marée du 15 Aout 2005

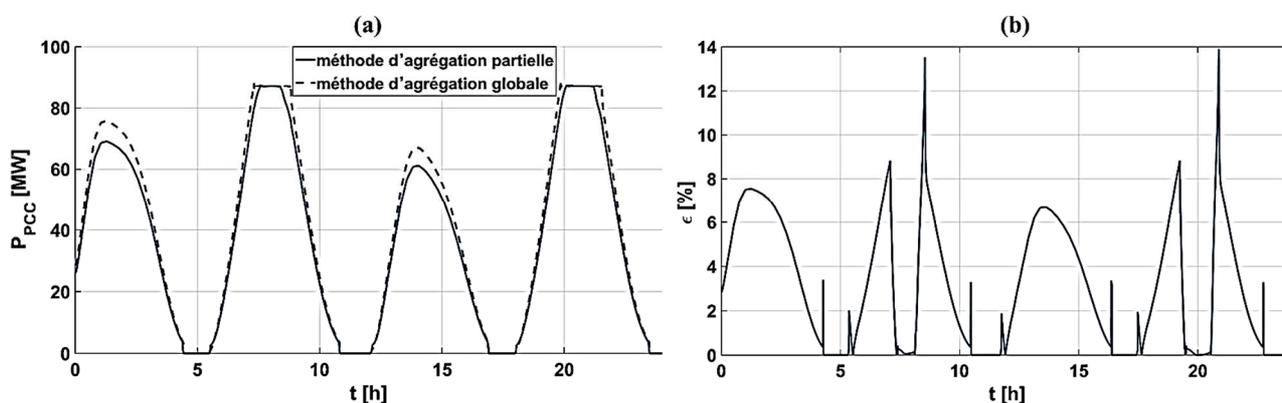


Figure 6 : (a) Puissance active au PCC calculée avec les deux méthodes ;  
(b) Différence entre les deux méthodes dans l'estimation de la puissance active

### Annexe : paramètres mécaniques et électriques utilisés dans ce travail

Diamètre de la turbine : 16 m ;  
 Inertie totale (une seule machine) :  $1.3131 \cdot 10^6 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$  ;  
 Valeur maximale du coefficient de puissance : 0.45 ;  
 Valeur optimale du Tip Speed Ratio : 6.3 ;  
 Vitesse de Cut-in : 1 m/s ;  
 Vitesse nominale : 3.2 m/s ;  
 Puissance nominale : 1.52 MW ;  
 Tension nominale de la MSAP : 649 V (RMS) ;  
 Courant nominale du générateur : 928 A (RMS) ;  
 Vitesse de rotation nominale de la MSAP : 24 rpm ;  
 Nombre de paires de pôles : 125 ;  
 Flux magnétiques : 2.458 Wb ;  
 Résistance du stator : 8.1 m $\Omega$  ;  
 Inductance d-q du stator : 1.2 mH ;  
 Tension du bus CC : 1500 V ;  
 Capacité du condensateur dans le bus CC : 13 mF ;  
 Résistance du bus CC : 0.2m $\Omega$  ;  
 Résistance coté réseau : 0.1m $\Omega$  ;  
 Inductance coté réseau : 1.5 mH ;  
 Fréquence du réseau : 50 Hz ;

Puissance nominale du transformateur 0.69/33kV : 100 MVA ;  
 Résistance du transformateur 0.69/33kV : 0.008 pu ;  
 Inductance du transformateur 0.69/33kV : 0.07 pu ;  
 Puissance de court-circuit du réseau moyenne tension : 2000 MVA ;  
 Rapport X/R du réseau moyenne tension : 3.

## Références

- [1] M. Andreica Vallet, S. Bacha, I. Munteanu, A.I. Bratcu, and D. Roye, "Management and control of operating regimes of cross-flow water turbines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol 58, no 5, pp. 1866-1876, 2016
- [2] M. Andreica Vallet, S. Bacha, D. Roye I. Munteanu, and A.I. Bratcu, "Cross-flow water turbines control under grid disturbances", in: *Proceedings of the IEEE Power Tech'09, Bucharest (Romania), June/July 2009*.
- [3] M. Hauck, I. Munteanu, A.I. Bratcu, S. Bacha, D. Roye, "Operation of grid-connected cross-flow water turbines in the stall region by direct power control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics* vol. 58, no 4, pp. 1132-1140, (2011).
- [4] S. Benelghali, M.E.H. Benbouzid, and J.F. Charpentier, "Generator systems for marine current turbine applications: A comparative study," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 37, no 3, pp. 554-563, (2012).
- [5] Z. Zhou, F. Scullier, J.F. Charpentier, M.E.H. Benbouzid, and T. Tang, "Power Control of a Nonpitchable PMSG-Based Marine Current Turbine at Overrated Current Speed With Flux-Weakening Strategy," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 40, no 3, pp. 536-545, (2015).
- [6] M.J. Mercado-Vargas, D. Gómez-Lorente, O. Rabaza, and E. Alameda-Hernandez, "Aggregated models of permanent magnet synchronous generators wind farms," *Renewable Energy*, vol. 83, pp. 1287-1298, 2015.
- [7] J. Conroy and R. Watson, "Aggregate modelling of wind farms containing full-converter wind turbine generators with permanent magnet synchronous machines: transient stability studies," *IET Renewable Power Generation*, vol. 3, no 1, pp. 39-52, 2009.
- [8] J.F. Conroy and R. Watson R, "Low-voltage ride-through of a full converter wind turbine with permanent magnet generator," *IET Renewable Power Generation*, vol. 1, no 3, pp. 182-189, 2007.
- [9] N. Jensen, "A note on wind turbine interaction," Technical report Ris-M-2411, Roskilde, Denmark: Risø National Laboratory, (1983).
- [10] O.A. Lo Brutto, V.T. Nguyen, S.S. Guillou, J. Thiébot, and H. Gualous, "Tidal farm analysis using an analytical model for the flow velocity prediction in the wake of a tidal turbine with small diameter to depth ratio," *Renewable Energy*, vol. 99, pp. 347-359, (2016).
- [11] O.A. Lo Brutto, J. Thiébot, S.S. Guillou, and H. Gualous, "A semi-analytic method to optimize tidal farm layouts – Application to the Alderney Race (Raz Blanchard), France," *Applied Energy*, vol. 183C, pp. 1168-1180, (2016).
- [12] O.A. Lo Brutto, "Energy management in a tidal farm. Application to the Alderney Race (Raz Blanchard)," thèse de doctorat : génie électrique. Cherbourg-en-Cotentin (2016).
- [13] Réseau de transport d'électricité (RTE), "Accueil de la production hydrolienne," Technical report, 2013 [online]. Available: <http://www.rte-france.com/sites/default/files/etude-hydrolien-2013.pdf>.
- [14] L.E. Myers and A.S. Bahaj, "Simulated electrical power potential harnessed by marine current turbine arrays in Alderney race," *Renewable Energy* vol. 30, pp. 1713-1731, 2005.
- [15] J. Thiébot, P. Bailly du Bois, and S.S. Guillou, "Numerical modeling of the effect of tidal stream turbines on the hydrodynamics and the sediment transport–Application to the Alderney Race (Raz Blanchard), France," *Renewable Energy*, vol. 75, pp. 356-365, 2015.
- [16] I.A. Milne, R.N. Sharma, R.G.J. Flay, and S. Bickerton, "Characteristics of the turbulence in the flow at a tidal stream power site," *Philosophical transactions of the royal society A: mathematical. Physical and Engineering Sciences*, vol. 371, no 1985, pp. 20120196 2013.

# La logique floue au cœur d'un algorithme d'optimisation de la consommation d'énergie électrique d'une habitation individuelle

Sébastien BISSEY, Sébastien JACQUES, Jean-Charles LE BUNETEL

Université de Tours (France), GREMAN CNRS UMR 7347 Pôle Ondes et Systèmes, site de Polytech Tours DEE 7  
avenue marcel Dassault, 37200 Tours

sebastien.bissey@univ-tours.fr

**Résumé :** Cet article présente un algorithme de prédiction de la consommation d'énergie électrique dans l'habitat individuel. Cet algorithme qui s'appuie sur la logique floue, a été développé à l'aide du logiciel MATLAB. Des mesures de consommation d'énergie électrique ont été effectuées dans 5 maisons. Des courbes de charges ont été étudiées. L'algorithme de prédiction de la consommation a ainsi pu être mis en œuvre. L'objectif principal de cette prédiction est d'aider à gérer la consommation d'électricité. Sans prédiction, les pointes de consommation peuvent être effacées de façon chronologique. Avec la prédiction, les pics de consommation peuvent être prévus et donc mieux gérés. Les habitations équipées d'un système de stockage peuvent en outre réinjecter l'électricité stockée durant les périodes de pointe. La technique mise en œuvre dans cet article apporte une réelle solution contre les éventuelles coupures d'électricité.

**MOTS-CLES** – Prédiction de la consommation d'électricité, smart grid, gestion de la consommation d'électricité.

## 1. Introduction.

Depuis quelques années, nous observons en France une croissance du niveau des pointes de consommation d'électricité. Celles-ci augmentent chaque année de 3%. Une hausse de 28% en 10 ans [1]. La consommation d'électricité augmente elle de 0,6% par an [1]. En particulier, cette consommation a été multipliée par 3,2 de 1973 à 2010. La raison principale des pointes de consommation provient de l'utilisation massive du chauffage électrique dans l'habitat. Les nouveaux usages des appareils électriques sont aussi mis en avant (équipements électroménagers, informatique, recharge multiple). S'inscrivant comme un contributeur majoritaire dans la dépense énergétique, le chauffage électrique n'a fait qu'augmenter au fil des années pour passer de 24% en 1990 à 34% en 2013 [2].

Lors des pointes de consommation, l'électricité consommée peut doubler par rapport à la consommation moyenne. Dans ces cas, il est nécessaire de produire plus d'électricité très rapidement. C'est alors dans ces moments que des moyens de production très polluants sont utilisés. Par exemple, on peut citer les centrales utilisant du charbon ou du fioul. Lors des consommations les plus extrêmes, des coupures d'électricité peuvent malheureusement se produire.

Ces pointes de consommation sont d'autant plus difficiles à gérer que la part des énergies renouvelables augmente. Ces sources énergies sont intermittentes, par conséquent il est difficile d'ajuster les horaires de production d'électricité.

Ces dernières années, la gestion de la consommation d'électricité est devenue de plus en plus importante, notamment avec l'arrivée de nouvelles technologies comme les véhicules électriques et les objets connectés (smartphones, ordinateurs,...). Certes, ces objets connectés consomment individuellement peu d'énergie, mais leur utilisation massive dans des applications industrielles pose des problèmes de consommation d'énergie électrique. Depuis les années 2000 et plus récemment, après 2010, les objets connectés ont connu un renouveau. Cette nouvelle ère est passée à la vitesse supérieure depuis que les technologies nécessaires à leur fabrication sont devenues matures. Entre 2003 et 2010, le nombre d'appareils connectés à Internet a été multiplié par 25. Cela représentait alors 12,5 milliards de dispositifs connectés.

La gestion de la consommation d'électricité est cruciale pour garantir l'équilibre entre l'offre et la demande. Des solutions optimales doivent à la fois être proposées pour encourager les personnes à éviter les gaspillages et être simples et transparentes pour le consommateur. Une stratégie de gestion de la demande a récemment été proposée par A. Tascikaraoglu et al. [3]. Ils ont particulièrement souligné que des économies d'électricité supplémentaires (à hauteur d'environ 3%) peuvent être enregistrées dans un bâtiment intelligent. D'autres auteurs ont également proposé des systèmes chargés de communiquer directement et d'interagir avec les consommateurs afin de minimiser la demande de pointe [4].

L'objectif de cet article est de proposer une technique d'optimisation de la consommation d'électricité d'un habitat individuel. L'objectif est en particulier de mieux la prédire. Cette technique s'appuie sur un algorithme développé à l'aide de la logique floue.

Dans un premier temps, l'importance de disposer d'un système efficace de prévision de la consommation d'électricité sera mis en exergue. Puis l'algorithme à base de logique floue ainsi que son implémentation seront détaillés. Enfin, une discussion des résultats obtenus sur des cas d'études sera proposée afin de montrer les avantages et les limites de la technique proposée.

## 2. Importance de la gestion de la consommation d'électricité.

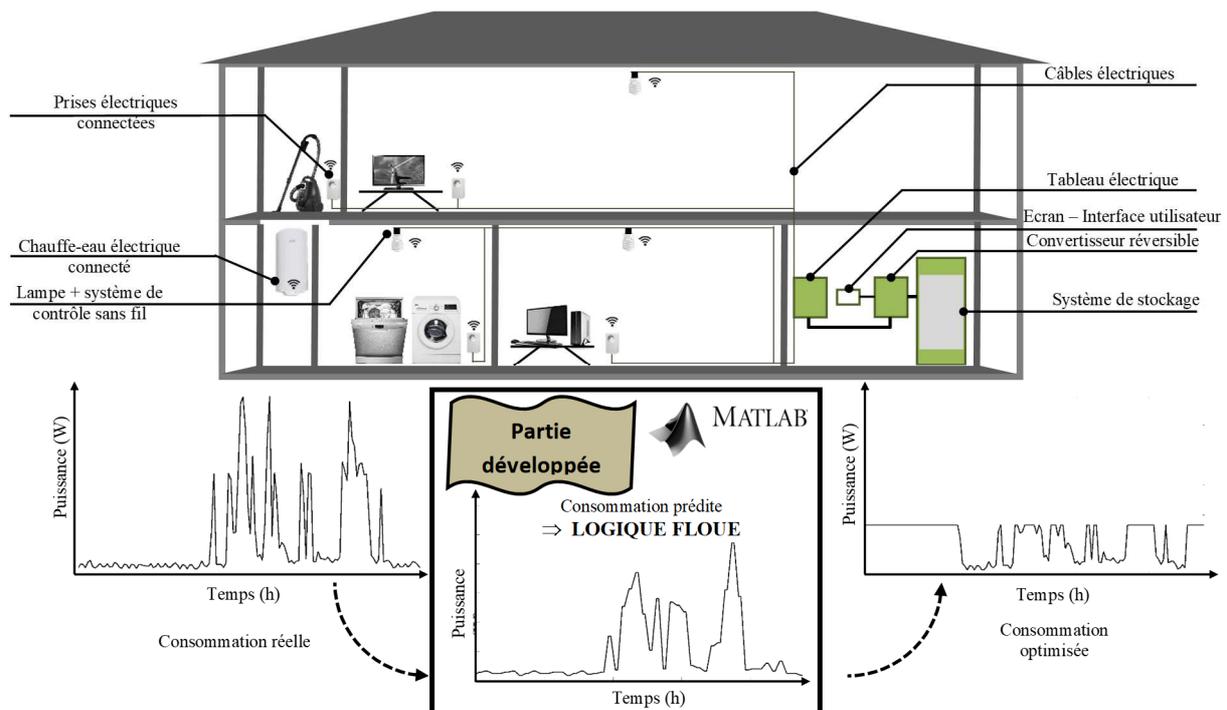
La figure 1 donne le schéma de principe d'un système de gestion de l'énergie électrique au sein d'un habitat individuel. Ce système a pour objectif d'éviter les pointes de consommation. Pour cela, la figure 2 illustre deux fonctionnements possibles : avec et sans prévision de la consommation d'électricité.

Sans prévision de la consommation d'électricité, le système efface les pointes par ordre chronologique. Si la capacité du stockage d'énergie n'est pas suffisante pour effacer tous les pics, alors certains ne seront pas effacés. Dans le second cas, un système de prévision de la consommation d'électricité est implémenté. L'optimisation de cette consommation est alors fondée sur l'apparition des possibles pointes de consommation

en fin de journée. Ce système n'efface donc pas les pics de faible puissance. Une partie de l'énergie du système de stockage est utilisée pour effacer les pointes arrivant en fin de journée. Le but est de mieux utiliser le système de stockage pour dans un premier cas, éviter les pointes, et dans un second cas, décaler la consommation d'électricité. En France par exemple, l'enjeu est de décaler la consommation d'électricité en heures creuses, ce qui a un impact positif sur la facture énergétique.

Dans cet article, nous proposons un système de prévision de la consommation d'énergie à court terme. De multiples méthodes existent. Suganthi et Samuel ont étudié de nombreux modèles tels que : « time series », « regression », « Autoregressive Integrated Moving Average », « artificial systems » et des systèmes à base de « logique floue » [5-8]. La littérature fait état aujourd'hui d'un nombre important d'articles de revues sur la prévision de la consommation d'énergie électrique. Tous les modèles ont été testés sur la consommation d'un pays, d'une ville ou d'un quartier, mais pas au sein d'un habitat individuel. Dans ce cas, la principale difficulté réside dans le fait que, si les occupants changent leur comportement, alors le système de prédiction ne peut pas le prévoir. Ce problème est moins visible au niveau d'une ville ou d'un pays.

Les modèles de prédiction à base de logique floue se sont développés très récemment. Ces méthodes deviennent complémentaires aux méthodes mathématiques.



**Figure 1 :** Schéma de principe d'une « maison intelligente » composée d'un système de gestion utilisant la prédiction de la consommation d'électricité par logique floue

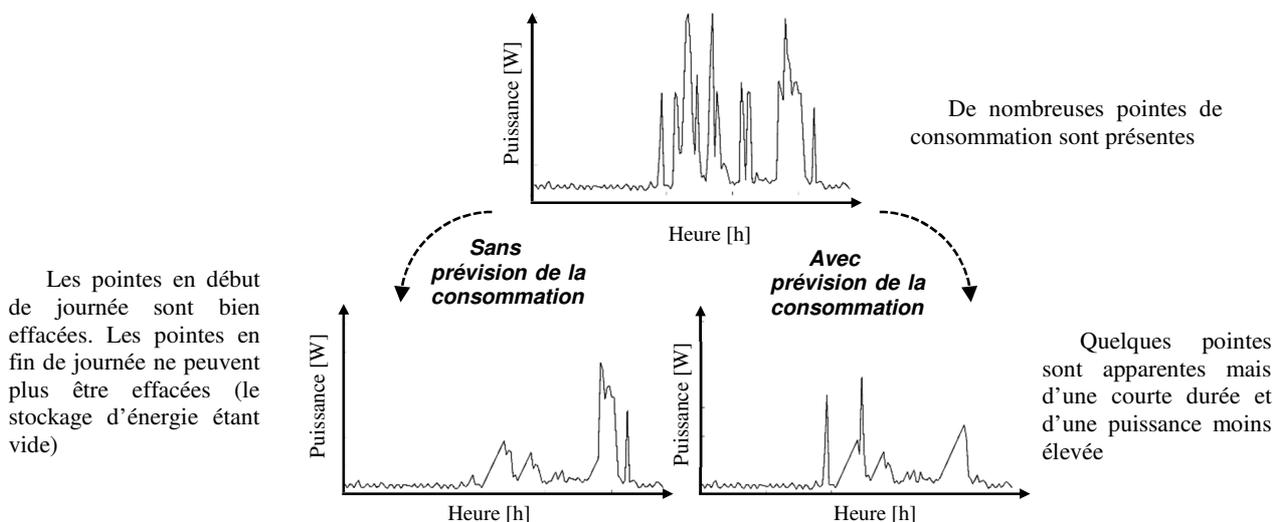


Figure 2 : Comparaison entre un système de gestion sans et avec prédiction de la consommation d'électricité

### 3. Méthodologie

La plupart des modèles de prévision ont des entrées telles que le jour de la semaine (lundi /mardi, ...), les températures et les consommations d'électricité passées [9].

Les modèles mathématiques rencontrent un obstacle majeur dans la prévision de la charge en raison des relations non linéaires entre les entrées (consommation d'électricité passée, température passée et prédite) et la sortie (consommation prédite). La logique floue offre une nouvelle approche avec une table logique composée de règles de type « SI-ALORS » (par exemple, si la température est basse, alors la consommation d'électricité est élevée). La logique floue apparaît comme une excellente façon de prédire la consommation d'énergie. Dans le cas d'étude présenté ici, le comportement humain peut facilement être assimilé à un mélange entre l'aléatoire et le prévisible.

Comme le montre la figure 3, la première étape de la prédiction à base de logique floue est la fuzzification. Elle consiste à convertir les valeurs des entrées numériques en entrées floues. Les trois entrées pertinentes pour la prévision de la consommation sont : l'heure, le jour de la semaine et la différence de température entre l'intérieur et l'extérieur.

La variable « Temps » est considérée comme l'entrée principale. En effet, des relevés de la consommation électrique ont été effectués afin d'avoir une base de données pour les principaux appareils présents dans les logements individuels. Ces relevés donnent la durée moyenne de fonctionnement pour chaque dispositif. La plupart d'entre eux fonctionnent par période multiple de 30 min. Ainsi, le temps est divisé en 48 parties trapézoïdales correspondant à 30 min (une partie trapézoïdale correspondant à une appartenance). La figure 4 montre la fonction d'appartenance de la variable « Heure » utilisée dans la fuzzification.

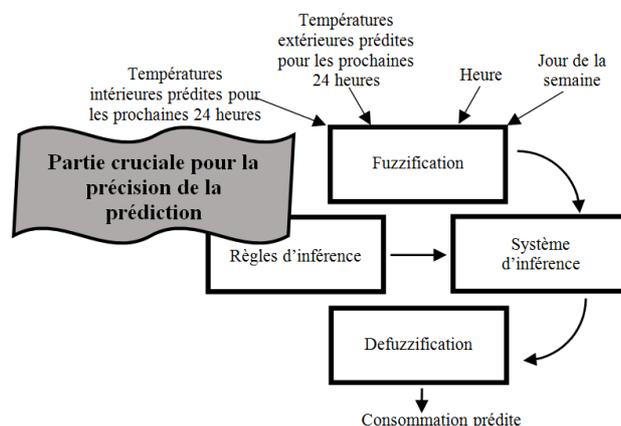


Figure 3 : Diagramme fonctionnel du système de prédiction à base de logique floue

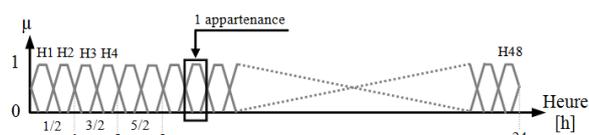


Figure 4 : Fonctions d'appartenance de la variable « Heure » (entrée)

La précision de la prédiction augmente en fonction du nombre de découpes de chaque entrée. Ce dernier a comme effet d'augmenter très légèrement le temps de calcul (moins d'1%).

La figure 5 montre la consommation d'énergie électrique divisée en 300 fonctions d'appartenances triangulaires.

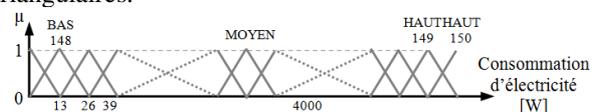
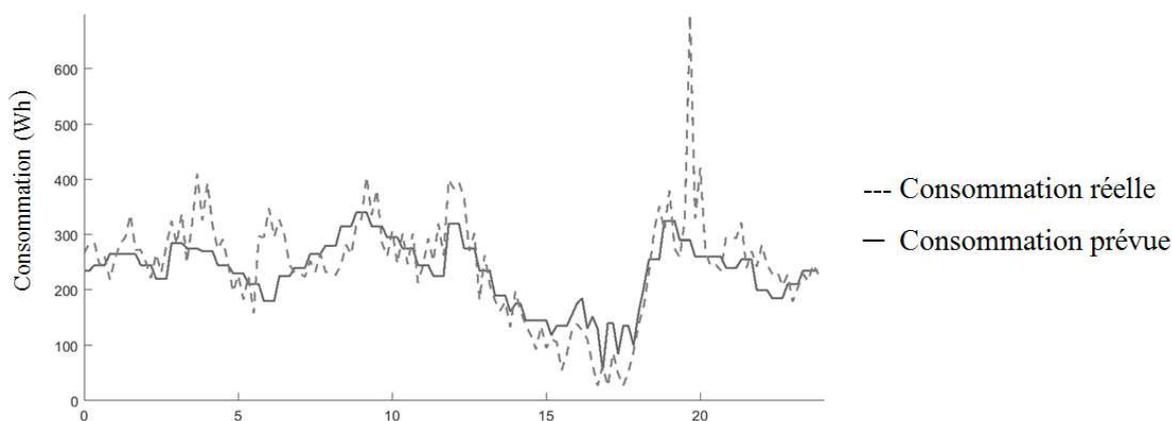
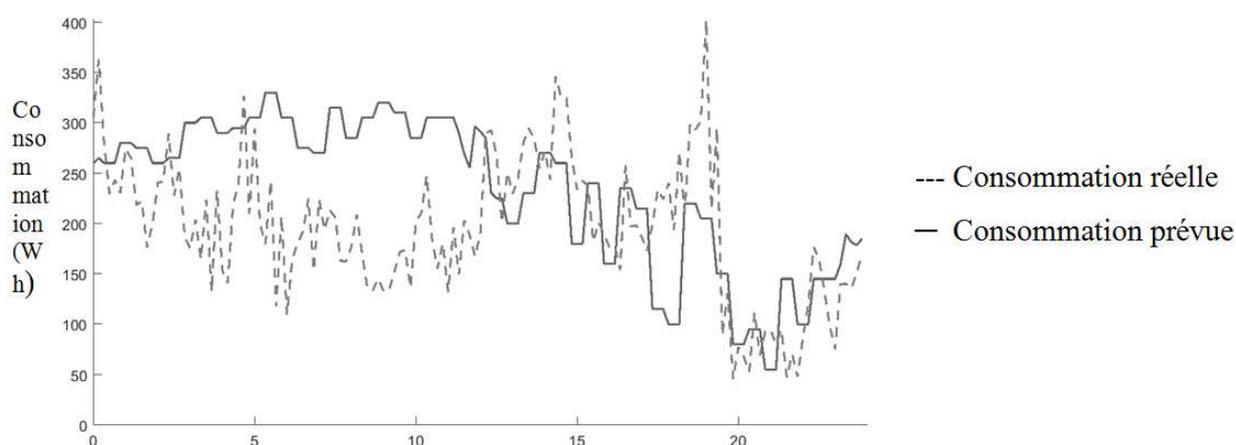


Figure 5 : Fonctions d'appartenance triangulaire pour la prévision de charge (sortie)





**Figure 8 :** Exemples de prédiction de consommation d'électricité (MAPE=57, R2=0,80, RMSE=127W)



**Figure 9 :** Exemples de prédiction de consommation d'électricité (MAPE=45, R2=0,81, RMSE=90W)

Une nette amélioration de la prédiction est donc visible avec l'augmentation du nombre d'éléments dans la base de données de mesures. L'erreur absolue moyenne en pourcentage (MAPE), utilisée pour mesurer la précision du modèle de prédiction de la consommation d'énergie électrique, passe de 70% à 36% au bout de 4 semaines.

Les figures 7, 8 et 9 montrent trois exemples de prédiction de la consommation d'électricité. Ces consommations ont eu lieu les 27, 28 et 30 janvier 2017 dans une maison ayant 3 occupants (dont un enfant). La consommation est en Wattheure avec un point toutes les 10 minutes.

Les trois exemples ci-dessus montrent que la prédiction de l'énergie enveloppe la consommation réelle. Certaines pointes n'ont pas été prévues. En effet, des charges comme le four à micro-ondes ou le four, gros consommateurs d'énergie électrique, sont très difficiles à prévoir. Cependant, ces consommateurs ont des temps de fonctionnement courts.

Le temps de calcul pour effectuer les prévisions est d'environ 127 secondes sur un ordinateur Intel Xeon X5650 2 × 2,67GHz avec 96 Go de RAM, ou de 140 secondes sur un ordinateur Intel Core i5- 6200 2 × 2,4GHz avec 8Go de RAM.

Le temps de calcul permettant la création des règles floues est lui de  $0,0012 \times (\text{Nombre de jours}) + 0,0591$  secondes. Le nombre de jours dans la base de données ne vient augmenter le temps de calcul que très légèrement.

## 5. Conclusions

Dans cet article, un système de prédiction de la consommation d'énergie électrique a été décrit. Ce système s'appuie sur un algorithme à base de logique floue. Les simulations ont démontré que plus la base de données (températures passées, consommations d'énergie électrique passées, ...) de ce système de prédiction augmente, meilleure sera la prédiction.

Le système de prédiction prévoit actuellement l'énergie utilisée pour le jour J+1. Il pourrait être amélioré en ajoutant une prédiction plus fine de type heure/heure+1. Cela permettrait de tenir compte des changements de consommation aléatoires (par exemple : si l'habitant rentre plus tôt). De plus, d'autres capteurs tels que des capteurs de présence et de luminosité pourraient venir améliorer le système de prédiction.

Plusieurs maisons individuelles ont été instrumentées pour souligner l'importance du modèle

de prédiction. Sans aucune modélisation prévue, le système de gestion de l'électricité peut lisser les demandes de pointe. Toutefois, les dispositifs les plus énergivores ne sont pas obligatoirement pris en considération en priorité. Avec l'utilisation de l'algorithme à base de logique floue, il est possible de gérer en priorité les charges les plus consommatrices d'électricité. Si la maison est composée d'un système de stockage, alors l'algorithme de prévision est utile pour mieux gérer sa charge et sa décharge.

Grâce à la gestion intelligente de l'énergie et au système de stockage, la solution proposée dans cet article apporte notamment une réelle solution contre les éventuelles coupures d'électricité.

### Remerciements

Les activités de recherche sont financées par la "Région Centre Val-de-Loire" (projet numéro : 2015-00099656). Les auteurs de cette publication remercient la région pour son implication et son expertise.

### Références

- [1] Ministère de l'environnement, de l'énergie et de la mer, ENERGIE, AIR ET CLIMAT, "Un nouveau dispositif pour gérer les pics de consommation électrique", <http://www.developpement-durable.gouv.fr/Un-nouveau-dispositif-pour-gerer.html>, Janvier 2015
- [2] ADEME, les avis de l'ADEME, "Mode de chauffage dans l'habitat individuel", <http://www.ademe.fr/modes-chauffage-lhabitat-individuel>, Décembre 2014.
- [3] Tascikaraoglu, A., Boynuegri, A. R., & Uzunoglu, M, "A demand side management strategy based on forecasting of residential renewable sources: A smart home system in Turkey", *Energy and Buildings*, 80, pp. 309–320, (2014).
- [4] Mohsenian-Rad, A.-H., Wong, V. W. S., Jatskevich, J., Schober, R., & Leon-Garcia, A, "Autonomous Demand-Side Management Based on Game-Theoretic Energy Consumption Scheduling for the Future Smart Grid", *IEEE Transactions on Smart Grid*, 1(3), pp. 320–331, (2010).
- [5] Suganthi L, Samuel AA, "Energy models for demand forecasting - a review", *Renew Sustain Energy Rev* 2012; 16:1223–40, (2012).
- [6] Nogales FJ, Contreras J, Conejo AJ, Espinola R, "Forecasting next-day electricity prices by time series models", *IEEE Trans Power Syst*, 17(2):342–8, (2002).
- [7] K.-F. Abdollah and K.-F. Farzaneh, "A new hybrid correction method for short-term load forecasting based on ARIMA, SVR and CSA", *J. Exp. Theor. Artif. Intell*, (2013).
- [8] Chentur Pandian, S., Duraiswamy, K., Christopher AsirRajan, C., & Kanagaraj, N, "Fuzzy approach for short term load forecasting", *Electric Power Systems Research*, 76(6–7), pp. 541–548, (2006).
- [9] Hippert, H. S., Pedreira, C. E., & Souza, R. C, "Neural networks for short-term load forecasting: a review and evaluation", *IEEE Transactions on Power Systems*, 16(1), pp. 44–55, (2001).

# Etude d'un convertisseur DC/DC avec des composants GaN pour des applications spatiales

**Pierre DEMUMIEUX**

Laboratoire Ampère – Université Claude Bernard Lyon 1, CNRS F-69100, Villeurbanne, France  
 pierre.demumieux@univ-lyon1.fr

**Résumé :** Les applications spatiales demandent des chaînes de conversion de l'énergie à haut rendement pour un encombrement moindre. Dans le projet décrit, nous étudions un convertisseur DC/DC isolé à partir de composants grand gap avec des transistors GaN. Pour une puissance de 7.5kW et une fréquence de 1MHz, le convertisseur développé doit être capable de fournir un échelon de tension variant de 250V à 600V à partir d'un bus batterie de 100V. La structure retenue se base sur la topologie Dual Active Bridge (DAB). Cet article est l'occasion de mener une étude théorique du convertisseur à partir du cahier des charges et de la topologie pour dégager les verrous technologiques sur les composants et l'architecture électrique.

Mots Clés : Convertisseur DC/DC isolé, Application embarquée spatiale, Quasi-résonnant, Semi-conducteurs grand gap GaN, Dual Active Bridge (DAB)

## 1. Introduction

Cet article entre dans le cadre du projet GaNOMIC pour « GaN in One Module Integrated Converter for EP System ». L'objectif du projet est la mise en place d'une architecture de conversion de puissance innovante en tenant compte d'un milieu d'utilisation spatial avec de fortes contraintes. Le projet est à application industrielle. Ci-dessous, nous résumons les premières étapes de l'étude, tel que l'état de l'art et la bibliographie.

## 2. Cahier des charges

Les applications spatiales nécessitent de prendre en compte des contraintes sévères sur les systèmes dues à l'environnement ou aux performances exigées pour limiter les coûts de mise en œuvre. Le cahier des charges du projet est présenté figure 1.

Paramètres	Valeurs numériques
Tension d'entrée	$V_{in}=100\text{ V (+/-5V)}$
Tension de sortie	$V_{out}=600\text{V}$ ( $V_{min}=250\text{ V}$ ; $V_{max}= 600\text{V}$ )
Fréquence	$f= 1\text{MHz}$
Puissance	$P=7.5\text{kW}$ ( $P(V_{min})= 7,5\text{kW}$ ; $P(V_{max})= 3\text{kW}$ )
Rendement	$\eta > 97\%$

Figure 1 : Valeur du cahier des charges

La puissance est fournie par des batteries de tension 100 V rechargées par les panneaux solaires. Pour minimiser la charge utile du satellite, le système étudié dans cet article doit pouvoir s'adapter en puissance et alimenter les charges sous différents niveaux de tension pour les différentes étapes dans le cycle de vie du

satellite. Pour la conception, nous retenons deux modes. Le premier mode alimente sous une tension de sortie de  $V_{max}=600\text{ V}$  et une puissance nominale à 3 kW. Le second mode fournit une puissance de 7.5 kW au moteur sous une tension de  $V_{min}=250\text{V}$ .

Les convertisseurs spatiaux de même application référencés dans l'état de l'art sont capables de monter à des tensions de 1200 ou 1850V avec des composants Silicium. Dans ce projet de recherche, nous étudierons l'intégration de composants Grand Gap pour apporter des éléments sur l'utilisation de ces nouveaux composants dans des systèmes forte puissance en milieux contraints. Notre cahier des charges réclame d'utiliser des composants HEMT (Transistor à Haute Mobilité Electronique) GaN dont les technologies actuelles ne supportent pas une tension supérieure à 650V. Les fabricants de composants GaN comme GaN systems, EPC ou Panasonic continuent de développer des technologies qui permettraient à l'avenir d'atteindre 1200V puis 1850V. Malgré cette limite technologique actuelle, les composants GaN sont d'un grand intérêt pour les applications spatiales. Les résultats apportés par le groupe de travail NEPP vont dans ce sens. Le groupement scientifique évalue la sensibilité des différentes technologies de semi-conducteurs dont celle dit « grand gap » aux phénomènes de bombardement atomique ou aux perturbations électromagnétiques [1].

Les systèmes électroniques dans le spatial sont soumis à des contraintes liées à la pression et aux risques de dégazage des semi-conducteurs. De même, l'absence d'atmosphère contraint l'évacuation des pertes. Elles sont évacuées par le socle du convertisseur par conduction puis par des caloducs. L'énergie transportée est ensuite rayonnée en surface du satellite dans une atmosphère variant de  $-40^{\circ}\text{C}$  à  $+75^{\circ}\text{C}$ . L'efficacité de l'ensemble de la chaîne d'évacuation thermique est assez mauvaise. Dans le cadre d'une

meilleure intégration de la structure et afin de répondre aux problématiques du fonctionnement sous vide et en milieu irradié, le convertisseur sera conçu de manière à avoir un enfouissement dans le PCB des composants actifs et avec une réflexion sur la possibilité d'enfourer les composants inductifs et capacitifs.

La puissance visée à l'horizon 2020 pour le convertisseur est de 7,5 kW avec une possibilité d'amélioration à 10 kW pour des motorisations plus puissantes. Les structures existantes sont aujourd'hui de 5kW et regroupent souvent plusieurs convertisseurs indépendants en parallèle. C'est donc un véritable défi de concevoir un convertisseur encore plus puissant et avec un nombre extrêmement limité de composants, mais ce serait une amélioration indéniable.

### 3. Choix de la topologie

#### 3.1. Recherche bibliographique

La fréquence de découpage de 1 MHz incite à privilégier une structure résonante, ceci afin de minimiser ou supprimer les pertes par commutations.

Nous allons évaluer, dans un premier temps, les avantages et les inconvénients des structures quasi-résonantes ainsi que résonantes. Notre étude des structures se limite aux convertisseurs intégrant un transformateur de puissance pour transférer l'énergie du bus d'entrée à la charge en sortie.

Les topologies quasi-résonantes ont une architecture relativement similaire (figure 2). Nous retrouvons en entrée et sortie deux étages AC/DC fonctionnant en onduleur ou en redresseur suivant le sens du transfert d'énergie. Le transformateur au centre permet un rapport de transformation de la structure important et crée un étage inductif résonnant avec les effets capacitifs des transistors. Ce type de structure crée une résonance lors des phases d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et provoque des commutations ON à tension nulle (ZVS) et des commutations OFF à courant nul (ZCS).

L'inconvénient majeur de ce type de structures est la limitation de la quasi-résonance à des intervalles de puissance et de tension de sortie restreints et un rendement fortement dégradé à faible puissance. En

effet, loin du point nominal, en plus des phénomènes de perte de la commutation douce des interrupteurs, le courant efficace dans les enroulements du transformateur augmente selon le déphasage entre primaire et secondaire, ce qui augmente les pertes joules.

L'avantage de la quasi-résonance, outre la diminution des pertes en commutation par des annulations des courants et des tensions dans les interrupteurs lors des commutations, est la minimisation du nombre de composants. Ceci est intéressant pour les structures avec une forte densité de puissance.

Les topologies résonantes permettent aussi une limitation des pertes en commutation. Les structures classiques de convertisseurs résonants sont construites sur un modèle similaire à la quasi-résonance avec la mise en place d'une structure résonante au niveau du transformateur (figure 3). La commande de ces structures est réalisée par modulation de fréquence. Les commutations sans pertes sont réalisées par la forme sinusoïdale du courant dans la structure résonante.

La modulation de fréquence implique d'adapter le convertisseur à un grand intervalle de fréquence et donc de dimensionner les passifs avec la fréquence la plus pénalisante. La densité de puissance atteignable par le convertisseur est alors dégradée. L'ensemble des composants passifs en série avec la charge comme les capacités dans les structures résonantes limitent considérablement la puissance transférée. Ces topologies travaillent sur des intervalles en tension intéressants mais sont limitées pour des applications de haute puissance.

#### 3.2. Choix du convertisseur "Dual Active Bridge"

Selon les contraintes du cahier des charges, nous avons décidé d'explorer les topologies quasi-résonantes.

Dans un premier temps, à l'aide du logiciel PowerSim, quatre modèles d'onduleur (figure 4) ont été évalués selon les contraintes et les stress éventuels sur les composants afin de retenir la meilleure forme. Cette démarche vise à retenir une ou plusieurs topologies pour les étages d'entrée et de sortie.

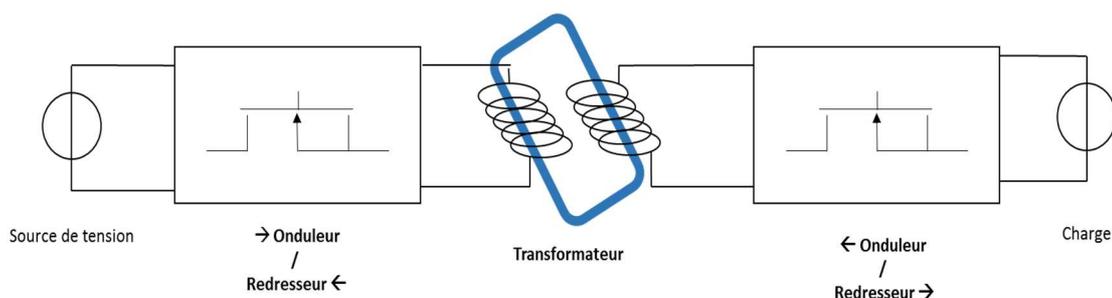


Figure 2: Structure générale d'un convertisseur quasi-résonant isolé DC/DC

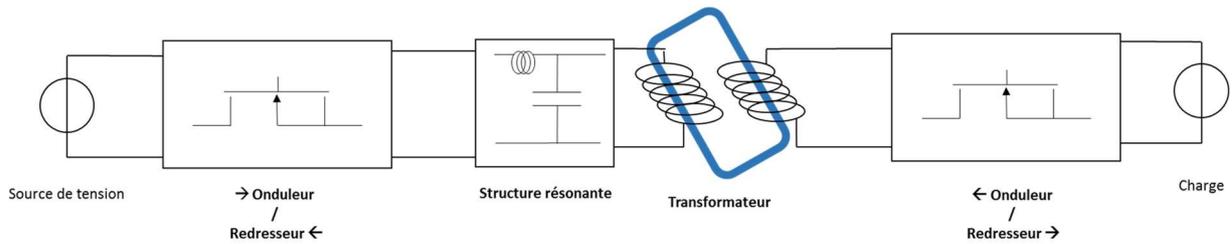


Figure 3: Structure générale d'un convertisseur résonant isolé DC/DC

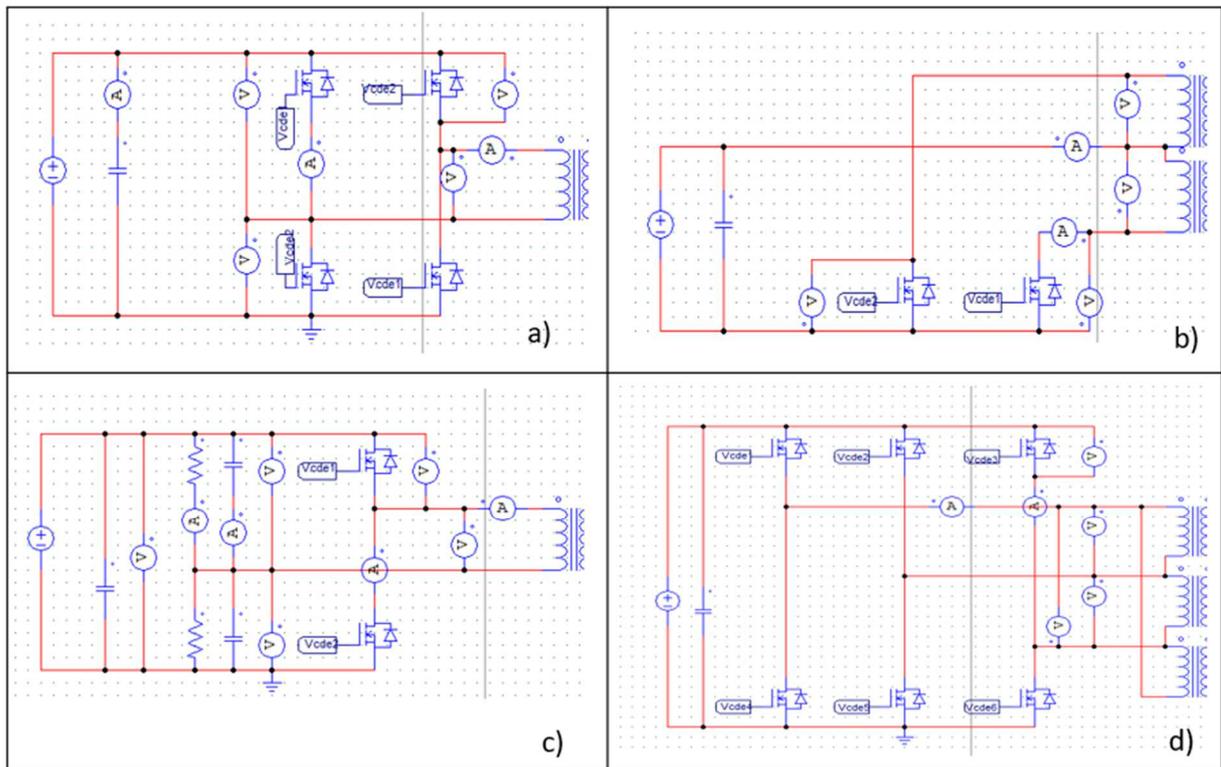


Figure 4: a) Modèle du Pont complet, b) Modèle de l'onduleur "Push-Pull", c) Modèle du Demi-pont, d) Modèle du Pont complet triphasé

Nom	Nombre d'interrupteur //	Element passif	Stress en tension	Stress en courant	Pertes en conduction dans le pont
Pont complet	4	-	$V_{in}$	$I_{in}$	$P_{tot} = 4 * R_{dson} * I_{in}^2$
Push-Pull	2	-	$2 * V_{in}$	$I_{in}$	$P_{tot} = 2 * R_{dson} * I_{in}^2$
Demi pont	2	2 capacités // 2 resistors	$V_{in}$	$2 * I_{in}$	$P_{tot} = 8 * R_{dson} * I_{in}^2$
Pont triphasé	6	-	$V_{in}$	$I_{in}/\sqrt{3}$	$P_{tot} = 2 * R_{dson} * I_{in}^2$

Figure 5 : Tableau récapitulatif des stress des composants et des pertes en conduction

La figure 5 présente un résumé des contraintes appliquées sur les composants.

Afin de limiter le stress sur les composants et de prendre en compte les contraintes du cahier des charges, nous retenons une structure pont complet au primaire et au secondaire du convertisseur. Les

structures "Push-Pull" et Demi-pont n'apportent pas autant de souplesse que le Pont complet pour la commande.

Selon ces conclusions, la structure « Dual Active Bridge » Pont Complet nous paraît la plus adaptée pour répondre à notre cahier des charges. Pour s'adapter à la

large plage de tension de sortie du convertisseur, il est possible d'apporter des solutions au niveau de la commande avec un contrôle des interrupteurs selon différentes lois de commande suivant les niveaux de puissance et de tension exigés en sortie.

### 3.3. Fonctionnement du convertisseur "Dual Active Bridge"

La topologie DAB [3] est un convertisseur bidirectionnel en puissance. La fonction de transfert donne le courant de sortie suivant la tension d'entrée et les paramètres fondamentaux du convertisseur tels que la fréquence, l'inductance de fuite, le rapport de transformation.

La commande de la structure DAB est régie suivant le paramètre  $\phi$  de déphasage entre les deux ponts d'entrée et de sortie. Sur la figure 6, nous trouvons le schéma électrique et un modèle simplifié pour mettre en équation la fonction de transfert.

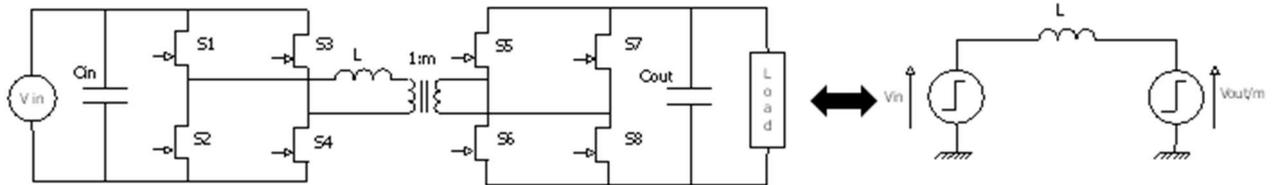


Figure 6 : Topologie "Dual Active Bridge"

La figure 7 représente les formes d'onde classiques dans un DAB.

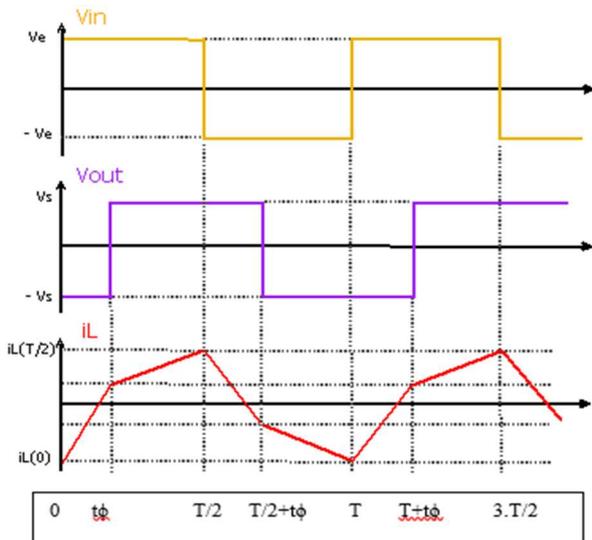


Figure 7 : Chronogramme du convertisseur "DAB"

Dans [3], la puissance transférée est donnée par l'équation ci-dessous :

$$P = \frac{V_{in} \cdot \frac{V_{out}}{m} \cdot \varphi \cdot \pi - \varphi}{2 \cdot \pi^2 \cdot L \cdot f} \quad (3)$$

Afin de commander les interrupteurs avec une tension nulle lors de la fermeture des transistors et un courant nul à l'ouverture des diodes, la topologie DAB exige une commande du transistor lors de la conduction de la diode en anti-parallèle.

Selon la loi des mailles, le courant dans l'inductance de fuite est donné par :

$$V_{in}(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + V_{out}(t) \quad (1)$$

La fonction de transfert est donnée par

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T V_{in}(t) \cdot i_L(t) \cdot dt$$

$$P = \frac{2 \cdot V_{in}}{T} \cdot \int_0^{T/2} i_L(t) \cdot dt \quad (2)$$

Lors des commutations ( $t\phi$ ,  $T/2$ ,  $T/2+t\phi$ ,  $T$ ), les capacités drain-source des interrupteurs ouverts se déchargent (figure 8 : Cds) et les capacités des interrupteurs complémentaires préalablement fermés se chargent (figure 8: Cds). Afin d'assurer la quasi-résonance, le principe de fonctionnement est identique au primaire et au secondaire et dépend de la forme du courant. Lors de la mise en conduction d'un interrupteur, la diode inverse conduit du fait d'un courant négatif. Le transistor est commandé. Lorsque le courant s'annule et change de signe, le courant passe de la diode au canal du transistor en présence du signal de grille. Pour les composants HEMT, il n'y a pas de diode inverse aux transistors, cependant la puce est capable de conduire en inverse sans être commandée. Le procédé reste donc le même.

La quasi-résonance est assurée lorsque  $i_L(t\phi) > 0$  et  $i_L(T) < 0$ , soit lorsque [5] :

$$\frac{1}{1 - \frac{(2 \cdot \varphi)}{\pi}} > \frac{V_{out}}{m \cdot V_{in}} > 1 - \frac{(2 \cdot \varphi)}{\pi} \quad (4)$$

Ces deux limites sont représentées sur la figure 9.

<p><math>[0, t\phi]</math></p>		$\frac{di}{dt} = \frac{\left(V_{in} + \frac{V_{out}}{m}\right)}{L}$ $\Rightarrow \frac{di}{dt} > 0$
<p><math>t\phi</math></p>		$iL(t\phi) = \frac{2 * V_{in} * \phi + \left(\frac{V_{out}}{m} - V_{in}\right) * \pi}{4 * \pi * L * f}$
<p><math>[t\phi, T/2]</math></p>		$\frac{di}{dt} = \frac{\left(V_{in} - \frac{V_{out}}{m}\right)}{L}$ $\Rightarrow \frac{di}{dt} > 0 \text{ pour } V_{in} > \frac{V_{out}}{m}$ $\Rightarrow \frac{di}{dt} < 0 \text{ pour } V_{in} < \frac{V_{out}}{m}$
<p><math>T/2</math></p>		$iL\left(\frac{T}{2}\right) = \frac{2 * \frac{V_{out}}{m} * \phi + \left(V_{in} - \frac{V_{out}}{m}\right) * \pi}{4 * \pi * L * f}$
<p><math>[T/2, T/2+t\phi]</math></p>		$\frac{di}{dt} = \frac{\left(-V_{in} - \frac{V_{out}}{m}\right)}{L}$ $\Rightarrow \frac{di}{dt} < 0$
<p><math>T/2+t\phi</math></p>		$iL\left(\frac{T}{2} + t\phi\right) = -iL(t\phi)$
<p><math>[T/2+t\phi, T]</math></p>		$\frac{di}{dt} = \frac{\left(-V_{in} + \frac{V_{out}}{m}\right)}{L}$ $\Rightarrow \frac{di}{dt} < 0 \text{ for } V_{in} > \frac{V_{out}}{m}$ $\Rightarrow \frac{di}{dt} > 0 \text{ for } V_{in} < \frac{V_{out}}{m}$
<p><math>T</math></p>		$iL(T) = -iL(T/2)$

Figure 8 : Etape de fonctionnement du convertisseur « Dual Active Bridge »

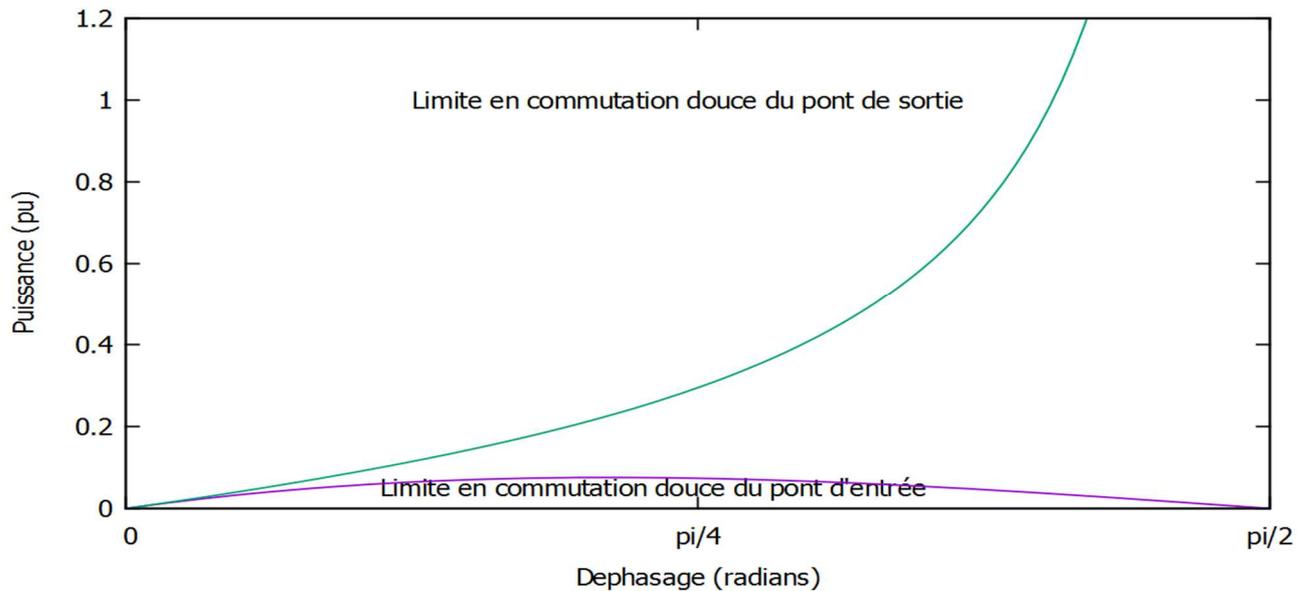


Figure 9 : Limites en commutation douce

## 4. Composants actifs

### 4.1. Description des transistors GaN

Les transistors GaN sont appropriés pour des fréquences de découpage de l'ordre du Mégahertz du fait de capacité interne extrêmement faible et qui nécessitent des temps de charge très courts. La fréquence de découpage est un paramètre clé à prendre en compte dans la conception du convertisseur. Le choix d'une fréquence de 1MHz a un intérêt majeur sur la diminution de la partie magnétique mais complexifie la commande et la mise en place des ponts au primaire et au secondaire du transformateur. Le conditionnement des puces de transistor doit être particulièrement soigné pour éviter des effets inductifs ou capacitifs parasites sur la commande ou la puissance.

Les transistors GaN sont extrêmement sensibles aux surtensions sur leurs grilles. Les technologies actuelles ne supportent pas des tensions supérieures à 6,5V maximum et sont utilisées avec des drivers 0-5V. La tension de seuil de la technologie GaN Systems est à 1,5V.

De même la technologie HEMT à un comportement en inverse différent du comportement des MOSFET Si ou SiC. Sur les transistors GaN, on ne parle pas d'un modèle inverse semblable à celui d'une diode car dans le cas où la diode se modélise avec une bonne précision par une source de tension en série avec une résistance, le modèle des HEMT est plus complexe et dépend de la tension de grille. La figure 10 représente une caractéristique d'un composant GaN HEMT.

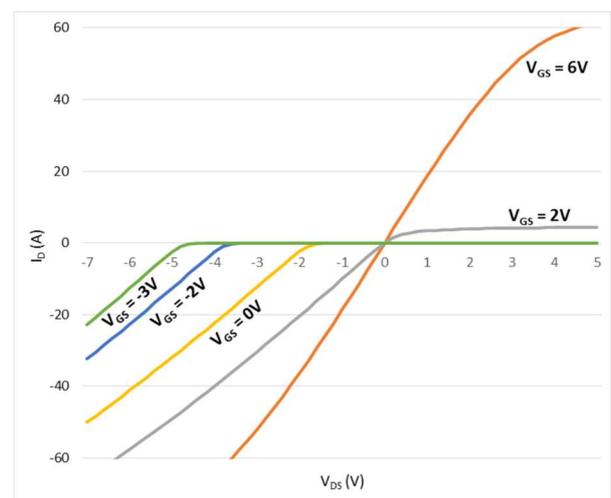


Figure 10 : Caractéristiques des composants GaN Systems en fonction de la tension de grille [7]

En collaboration avec le laboratoire LN2 du CNRS et de l'université de Sherbrooke, nous avons sélectionné les composants HEMT de GaN Systems pour leurs applications pour de la forte puissance. La simulation Power Sim du convertisseur donne 140 Arms sur les interrupteurs du primaire et 50Arms sur les interrupteurs du secondaire. Nous avons choisi les composants fort courant dont nous détaillons les caractéristiques ci-dessous. Au vue des courants et des pertes en conduction sur les puces, nous devons réfléchir à la parallélisation des transistors.

GaN HEMT 650 V /60 A (GS 66516)			GaN HEMT 100 V /90 A (GS 61008)		
Ciss	520	pF	Ciss	588	pF
Rg_internal	1.5	Ω	Rg_internal	0.77	Ω
Rds_on @25°C	25	mΩ	Rds_on @25°C	7	mΩ
Rds_on @150°C	65	mΩ	Rds_on @150°C	17.5	mΩ
Vgs_max	6	V	Vgs_max	6	V
Vgs_min	-3	V	Vgs_min	-3	V

Figure 11 : Caractéristiques des HEMT GaN Systems GS 66516 &amp; GS 61008

#### 4.2. Parallélisation des semi-conducteurs

Sur le primaire, la parallélisation permettra de respecter la limite en courant des HEMT indiquée par le fabricant. La parallélisation de transistors permet de diminuer les pertes en conduction par une diminution du courant dans chaque transistor.

$$Pertes = Nbr_{HEMT} * R_{dson} * \left( \frac{I_{tot}}{Nbr_{HEMT}} \right)^2 \quad (5)$$

Nous nous appuyons pour l'instant sur les recommandations de GaN Systems [8]. L'augmentation de la résistivité du semi-conducteur en fonction de la température permet d'équilibrer les courants dans les puces en parallèle. Cependant une fréquence de découpage haute (1MHz) couplée avec des effets parasites sur les commandes peut provoquer

un déséquilibre constant des courants dans les HEMT. La mise en parallèle nécessite des commandes strictement identiques sur chaque GaN. Dans les prochains mois, nous allons mettre en place le convertisseur avec des composants discrets. L'objectif est d'évaluer le comportement des transistors GaN en parallèle et le choix des drivers appropriés pour ce type d'application. Pour l'instant, l'étude théorique identifie juste les gains de pertes en fonction du nombre de composants en parallèle. Supposant les pertes en commutation négligeables grâce à la commande en commutation douce, nous évaluons les pertes en conduction en fonction du nombre de puces par interrupteur. Les courbes figures 12 et 13 sont réalisées dans la configuration « Station Keeping » ( $V_{out} = 250V$ ;  $P=7.5kW$ ).

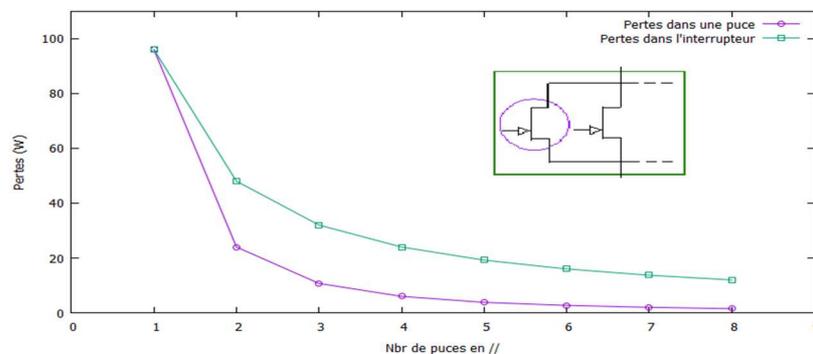


Figure 12 : Pertes en conduction en fonction du nombre de puces en // (Pont primaire et puces GaN Systems GS61008 (100V/90A))

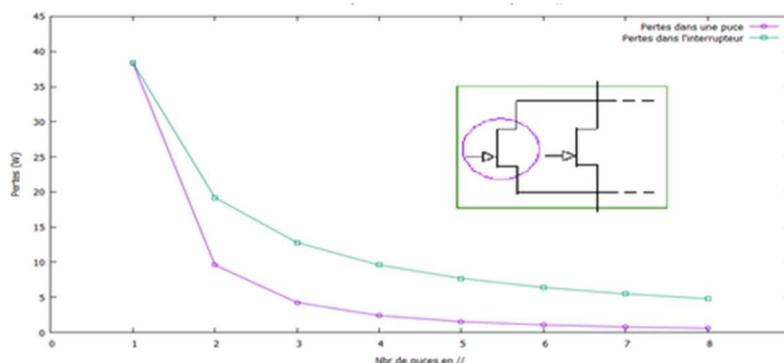


Figure 13 : Pertes en conduction en fonction du nombre de puces en // (Pont secondaire et puces GaN Systems GS66516 (650V/60A))

Afin d'avoir un bon comportement thermique sur les composants, nous avons retenu une topologie avec 4 puces en parallèle au primaire et 2 puces en parallèle au secondaire. Cet agencement des transistors dans le convertisseur nous donne des pertes en conduction par puce équivalentes à 10 W.

## 5. Conclusion

Dans les futurs travaux, nous allons vérifier expérimentalement l'équilibrage des courants dans les

GaN. Nous évaluerons différents dispositifs de commande comme les drivers simples ou demi-pont ou l'alimentation par « système bootstrap » ou convertisseur isolé. Nos évaluations se feront dans un premier temps sur des structures simples ou des « Evaluation Boards » de GaN Systems. Tout ceci doit conduire au choix du routage et à un premier prototype sur PCB. En parallèle, nous menons des études sur la faisabilité d'un transformateur planar intégrable sur le PCB.

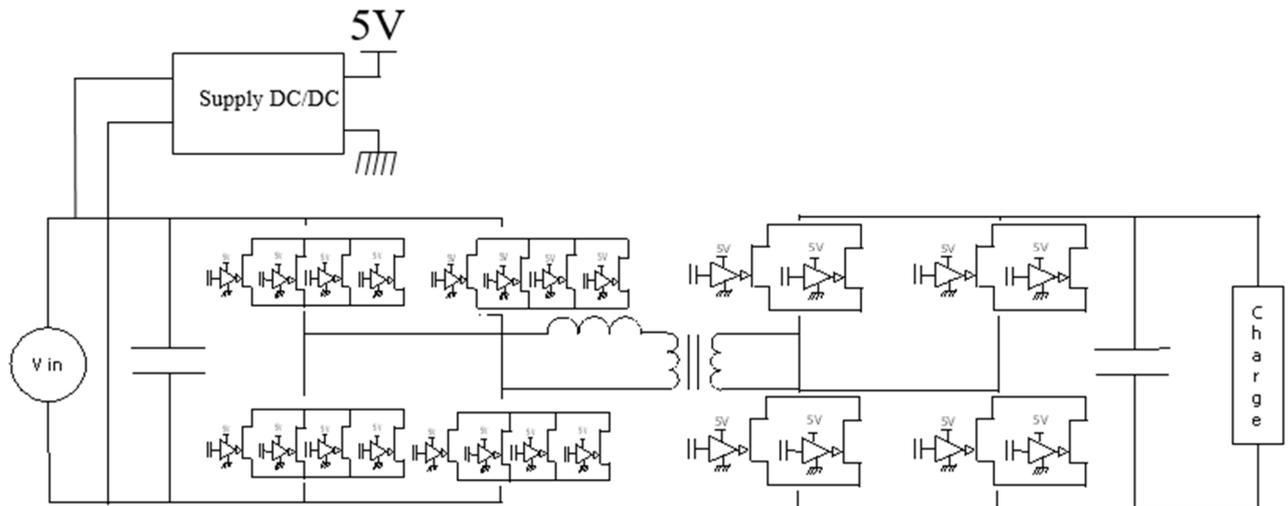


Figure 14 : Structure convertisseur GaN 7.5kW

## 6. Remerciements

This project [9] has received funding from the European Union's Horizon 2020 research and innovation programme under grant agreement No 730038.

Cet article décrit un travail mené au sein de l'Université Claude Bernard Lyon 1 en collaboration avec SAFRAN Electronics & Defense.

## 7. Références

- [1] NASA Electronic Parts and Packaging (NEPP) Program, <https://nepp.nasa.gov/workshops/etw2015/talks/25%20-%20Thu/1400%20-%20GaN%20Radiation%20Effect%20Update%20FY15.pdf>
- [2] N Quentin, « Alimentation à découpage hautes performances pour l'aéronautique », Thèse laboratoire Ampère, (2016)
- [3] F. Krismer, "Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Topologies" Thesis ETH (2010).
- [4] B. Zhao and Q. Song, "Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DCDC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System", IEEE Transactions on Power Electronics, (2014).
- [5] K.Vangen, "Efficient High-Frequency Soft-Switched Power Converter with Signal Processor Control", IEEE, (1991).
- [6] J.W. Kolar, "Impact of Power Density Maximization on Efficiency of DC-DC Converter Systems", IEEE Transactions on Power Electronics, (2008).
- [7] GaN Systems, Application Notes, Design with GaN Enhancement mode HEMT (2016)
- [8] GaN Systems, Application Notes, Design considerations of Paralleled GaN HEMT-based Half Bridge Power Stage (2016)
- [9] Projet GaNOMIC, <https://www.safran-electronics-defense.com/ganomic/index.html>

# Estimation et correction de l'erreur de fréquence d'échantillonnage dans les systèmes CPL sur les réseaux électriques aéronautiques

Navish LALLBEEHARRY<sup>1</sup>, Christophe TREBOSC<sup>2</sup>, Virginie DEGARDIN<sup>1</sup>

(1) IEMN-TELICE, Université Lille 1, Bat P3, 59655, Villeneuve d'Ascq, France

navish.lallbeeharry@ed.univ-lille1.fr

(2) SAFRAN Electrical and Power, R&T EWIS EURASIA, Parc d'activité d'Andromède, 1, rue Louis Blériot,

CS 80049, 31702 BLAGNAC Cedex

christophe.trebosc@safrangroup.com

**Résumé :** La modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) présente de nombreux avantages pour les communications numériques à haut débit sur un canal sélectif en fréquence. Même si le concept OFDM est simple, la conception d'un système pratique peut s'avérer difficile. La synchronisation, qu'il s'agisse de la synchronisation temporelle ou fréquentielle, représente l'un des problèmes majeurs dans la conception d'un système à courant porteur en ligne (CPL) basé sur le principe de l'OFDM. L'objectif de cet article est d'étudier l'effet d'un décalage de fréquence d'échantillonnage dans un système CPL et les performances d'une estimation aveugle basée sur la différence de phases entre symboles reçus et remodulés. Afin d'évaluer les performances de l'estimateur proposé, nous étudierons les résultats obtenus dans les canaux CPL aéronautiques.

**Abstract:** Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), has attracted vast research attention from both academia and industry in the last few decades. Even though the OFDM concept is simple, the design of a practical system can be difficult. Time or Frequency synchronization represents one of the most challenging issues and plays a major role in the design of Power Line Communication system (PLC) based on OFDM process. The goal of this paper is to study the effect of a Sampling Frequency Offset in a PLC channel and the performance of a blind estimation based on the phase difference between received and remodulated symbols. In order to evaluate the performance of the estimator, we will study the results obtained in PLC aeronautic channels.

**Mots clés :** Synchronisation; Estimation aveugle; SFO.

## 1. Introduction

Dans le contexte des avions plus électriques aussi connus sous la dénomination MEA (More Electrical Aircrafts), le remplacement des sources d'énergie hydraulique et pneumatique par des sources d'énergie électrique entraîne une augmentation de la puissance électrique nécessaire. Cela signifie que la taille des câbles, la quantité de câbles et des connectiques augmenteront. La conséquence de cette augmentation conduira à une augmentation du poids de l'avion, un besoin de plus de fiabilité et de maintenance. La nécessité de communications fiables et de surveillances des réseaux électriques est devenue une priorité dans le domaine de l'aéronautique et des véhicules. Une solution possible pour pallier aux conséquences mentionnées ci-dessus est l'utilisation du CPL (Courant Porteur en Ligne). Dans notre cas, le système d'éclairage et de communication de données a été identifié comme scénario d'application. Le système d'éclairage de la cabine (CLS - Cabin Lighting System) a été choisi parce que l'architecture arborescente du réseau de câblage est représentative des autres

configurations de câbles pouvant être présentes dans un avion. Dans des études antérieures [1], la faisabilité de la communication CPL dans le réseau d'avion a été démontrée. Cependant, la fiabilité de la liaison de transmission avec les contraintes aéronautiques reste un des verrous scientifiques à lever.

De nos jours, le secteur des télécommunications est confronté à une demande croissante de transmissions à hauts débits fiables. Pour répondre à ces attentes, une technique de modulation numérique OFDM est utilisée dans les systèmes de communications car elle présente l'avantage de permettre la transmission sur des canaux sélectifs à haute fréquence à un faible coût de mise en œuvre du récepteur. Le principal inconvénient de la modulation multi porteuses OFDM est qu'elle est très sensible aux problèmes de synchronisation. Le décalage entre les oscillateurs locaux induit 3 types d'erreurs de synchronisation à la réception : l'erreur sur la fenêtre de calcul de la FFT (STO - Symbol Timing Offset), l'erreur sur la fréquence porteuse (CFO - Carrier Frequency Offset) et l'erreur sur la fréquence d'échantillonnage des signaux (SFO - Sampling Frequency Offset). Dans cet article, nous nous

concentrerons sur cette dernière. Dans [2-4], les erreurs de fréquence d'échantillonnage ont été analysées.

Ainsi nous proposons une estimation aveugle du SFO basée sur des symboles de données reçus et nous décrivons deux méthodes simples d'estimation de phase et comparons les performances de correction. La deuxième partie de cet article concerne le système CPL et une description des canaux aéronautiques utilisés. Ensuite l'algorithme d'estimation et de correction de l'erreur est détaillé. La dernière partie de l'article analyse les performances de notre estimateur dans les canaux aéronautiques.

## 2. Système CPL et réseaux électriques aéronautiques

La figure 1 illustre la chaîne de transmission OFDM- CPL. Les paramètres d'émission et de réception OFDM CPL ont été choisis sur la base des

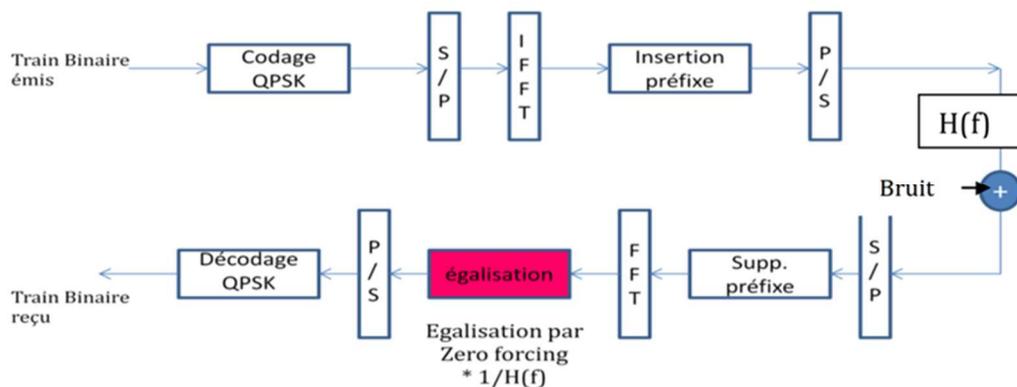


Figure 1 : Chaîne de transmission OFDM

résultats obtenus en [3] pour adapter les temps de calcul et la complexité du récepteur à la contrainte de latence aéronautique [5]. Le nombre de sous-porteuses  $N$  est égale à 512. Les données binaires sont tout d'abord converties en symboles complexes QPSK. Ensuite une IFFT est réalisée sur les symboles complexes. Un préfixe cyclique, qui est une copie des  $L = 16$  derniers symboles est ajouté au début de la trame pour éviter les interférences inter symboles. La trame OFDM, comportant  $N+L$  symboles complexes est transmises dans le canal CPL aéronautique à la fréquence  $F_s$  de 37,5 MHz. Sur les 512 sous-porteuses, seules 384 sous-porteuses transmettent une information utile, occupant une bande de transmission active de [4,6-32,7] MHz

A la réception, les opérations inverses sont réalisées. Le préfixe cyclique est tout d'abord supprimé. Ensuite une FFT, une égalisation basée sur le critère du zero-forcing, puis le décodage QPSK sont appliqués.

La chaîne de transmission a été simulée sous Matlab et les simulations ont été effectuées dans des canaux aéronautiques à trajets multiples. Une simulation numérique de la propagation sur une structure aéronautique, telle que le système d'éclairage

de la cabine, a été utilisée [6]. Dans ce système, 14 unités d'éclairage correspondant aux différentes lampes réparties à l'intérieur de la cabine sont alimentées par une unité de distribution d'énergie électrique et sont commandées à distance par l'équipage via un autre réseau dédié. Les fils spécifiques dédiés à la transmission de la commande pourraient être supprimés et la transmission pourrait se faire via le réseau électrique en utilisant le CPL. Le réseau électrique est composé d'une ligne courte de longueur maximale 17,97 m où sont connectées 4 unités d'éclairage et d'une ligne longue de longueur maximale de 42,75m où sont connectées les 10 autres unités. Une transmission entre l'unité de distribution (EPU) et les différentes unités d'éclairage a été envisagée et l'impédance des modems CPL est modélisée par une valeur de  $100\Omega$ . La fonction de transfert  $H(f)$  entre l'unité de distribution et les unités d'éclairage est calculée dans une gamme de fréquence

allant de 100 kHz à 50 MHz. Trois exemples de gain d'insertion sont illustrés sur la figure 2 dans la bande [0-37,5] MHz. Le canal 1 représente la liaison entre l'EPU et l'unité d'éclairage 2 située sur la ligne courte à une distance de 11,94 m de l'EPU. Le canal 2 est la liaison entre l'EPU et l'unité d'éclairage 4 située sur la ligne courte à une distance de 17,97 m. Finalement le canal 3 représente la liaison entre l'EPU et l'unité d'éclairage 8 située sur la ligne longue à une distance de 40,13 m.

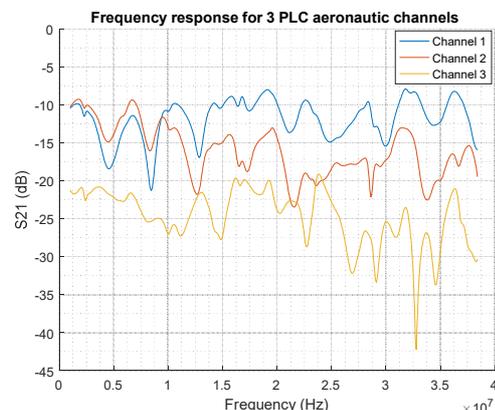


Figure 2 : Gain d'insertion des canaux CPL aéronautiques

Les atténuations moyennes calculées dans la bande de transmission active [4,6-32,7] MHz pour les canaux 1, 2 et 3 sont respectivement de 11,5, 15,4 et 24,2 dB, l'atténuation maximale étant de 21,3, 23,5 et 42,2 dB.

Le bruit est également un paramètre important du canal. Dans un avion, il est principalement dû au couplage électromagnétique entre les fils perturbateurs et la ligne CPL du même faisceau de câbles. Dans nos simulations, le bruit est modélisé par un bruit blanc additif gaussien ou AWGN.

### 3. Méthodes d'estimation SFO

Une erreur de fréquence d'échantillonnage provient d'une dérive entre la fréquence d'échantillonnage  $F_s$  de l'émetteur et la fréquence d'échantillonnage  $F_{sr}$  à la réception. Le signal émis est échantillonné à  $T_s = 1/F_s$  tandis que le signal reçu à la réception est échantillonné à  $(1+\varepsilon_f)T_s$  avec  $\varepsilon_f$ , l'erreur de fréquence d'échantillonnage. Un décalage de fréquence d'échantillonnage introduit une rotation de phase, une atténuation et une dérive de la fenêtre FFT [4].

L'estimation de l'erreur  $\varepsilon_f$  est réalisée en utilisant des symboles de données reçus. L'estimateur admet une partie entière et une partie fractionnaire. La partie entière représente le décalage de la fenêtre temporelle et la partie fractionnaire représente le déphasage des signaux. Dans notre étude, nous nous sommes concentrés uniquement sur la rotation de phase due à l'erreur.

Pour connaître le déphasage entre les signaux induit par l'erreur de fréquence d'échantillonnage, une solution classique consiste à calculer la différence de phase entre les signaux émis et les signaux reçus pendant une phase d'initialisation sur des trames dites pilotes. Nous proposons dans cet article un estimateur de phase aveugle qui calcule la différence de phase sur des signaux de données. On calcule ainsi  $\Delta\phi$ , la différence de phase entre  $X'_m$  le  $m^{\text{ème}}$  symbole reçu après égalisation et  $X''_m$  le  $m^{\text{ème}}$  symbole reçu démodulé, décidé puis remodulé, comme illustré sur la figure 3.

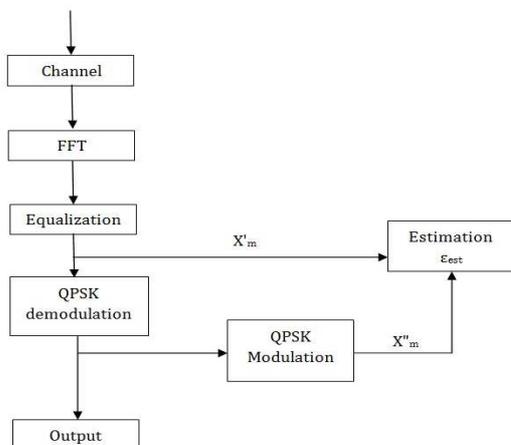


Figure 3 : Algorithme d'estimation aveugle du SFO à la  $m^{\text{ème}}$  trame

Pour le calcul de  $\Delta\phi = \{\Delta\phi_n\}$ , vecteur de phase pour chaque fréquence  $n$  des sous-porteuses, on propose

d'utiliser une méthode de régression linéaire pour affiner l'estimation et se prémunir du bruit. L'algorithme d'estimation SFO avec régression, noté BP+ dans la suite et inspiré de [4] est donné ci-dessous :

$$\varepsilon_{est} = \frac{1}{2\pi} \frac{\sum_{n=0}^{N-1} n \Delta\phi_n}{\sum_{n=0}^{N-1} n^2 \Delta f} \quad (2)$$

Avec  $n$  l'indice des sous-porteuses,  $\Delta\phi_n$  la différence de phase entre les symboles reçus sur la  $n^{\text{ème}}$  sous-porteuse, et  $\Delta f$  l'espacement inter porteuse.

Dans le cas de l'équation (2), nous reconnaissons un estimateur de type LLS (Linear Least Square) qui cherche à déterminer la pente de la droite des éléments du vecteur  $\Delta\phi$ . Le développement du critère ML (Maximum Likelihood), appliqué à l'estimation de l'erreur de fenêtre FFT en observant la phase des signaux reçus, conduit à un calcul de régression linéaire sur les éléments du vecteur  $\Delta\phi$ .

La figure 4 illustre le calcul de la différence de phase  $\Delta\phi$  entre  $X'_m$  et  $X''_m$  en bleu (noté BP) pour une erreur d'échantillonnage de 10 ppm. On appellera ensuite estimation BP+ le calcul de la pente de  $\Delta\phi$  réalisé par régression linéaire sur l'ensemble des sous-porteuses. On appellera estimation BP++ le calcul de la pente de  $\Delta\phi$  sur les sous-porteuses centrales d'indice 124 à 388 dans la partie linéaire de la différence de phase.

Les 2 estimations de pente BP+ et BP++ sont illustrés dans la figure 4 respectivement en rouge et en jaune.

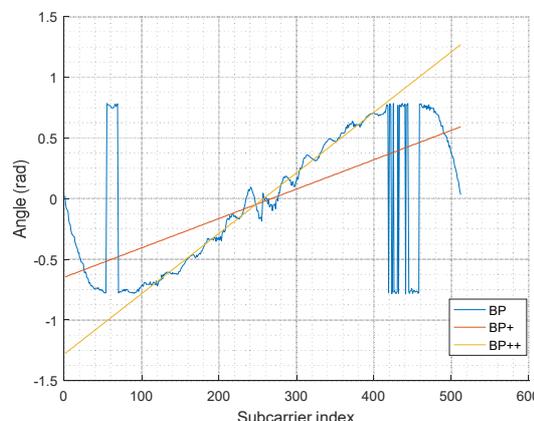


Figure 4 : Estimation de phase avec BP+ et BP++

### 4. Performances des méthodes d'estimation

Cette partie est consacrée aux performances des algorithmes de correction dans les canaux CPL illustrés à la figure 2. Les performances sont données en termes de taux d'erreurs binaires (ou Bit Error Rate – BER) en fonction du rapport  $P_e/P_n$  entre la puissance du signal émis et la puissance du bruit. Cette étude a été réalisée sur les 80 premières trames de données avec une erreur de fréquence d'échantillonnage de 10 ppm. On rappelle ici qu'aucun codage de canal n'a été entrepris dans les simulations, et que la même modulation QPSK est réalisée sur les sous-porteuses.

La Figure 5 présente les résultats obtenus dans le canal 1. La courbe rouge est notre courbe de référence sans erreur de fréquence d'échantillonnage. La courbe bleue présente notre courbe sans aucune correction avec une erreur de fréquence d'échantillonnage de 10 ppm. La courbe verte qui représente la correction BP+ corrige les erreurs et se rapproche de la courbe sans erreur. Avec BP+, on atteint un BER de  $10^{-3}$  à un rapport signal sur bruit de 28 dB tandis qu'avec BP++ on atteint cette valeur à un rapport Pe/Pn de 25 dB.

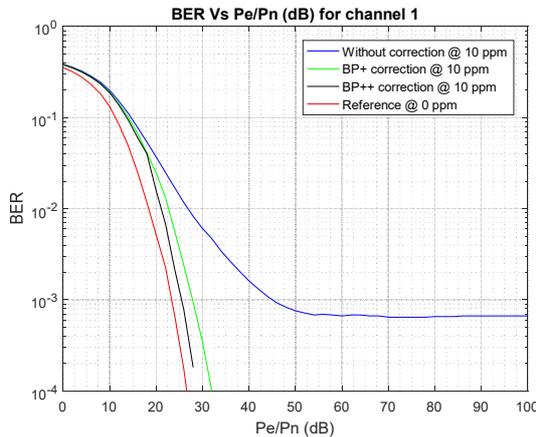


Figure 5 : Performances des algorithmes de synchronisation dans le canal 1

La figure 6 illustre les performances des différents algorithmes de synchronisation dans le canal 2. Un taux d'erreurs de  $10^{-3}$  n'est pas atteint avec la courbe sans correction en bleu. Notre objectif est atteint avec la correction BP+ (courbe verte) à un rapport signal sur bruit de 33 dB. La courbe noire de correction avec BP++ améliore davantage les performances en atteignant un taux d'erreurs de  $10^{-3}$  à un rapport Pe/Pn de 29 dB et se rapproche de la courbe de référence (courbe rouge).

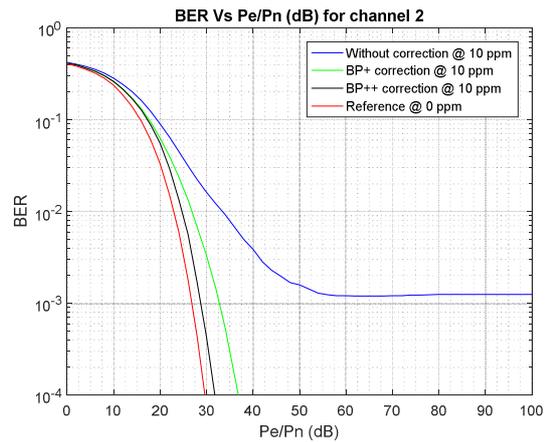


Figure 6 : Performances des algorithmes de synchronisation dans le canal 2

La figure 7 nous montre les résultats obtenus avec le canal 3. On atteint un BER de  $10^{-3}$  avec BP+ à un rapport signal sur bruit de 47 dB tandis qu'avec BP++ on l'atteint à 46 dB. Le canal 3 est le canal le plus long avec une distance entre émetteur-récepteur de 40,13 m et avec une atténuation maximale de 42,2 dB.

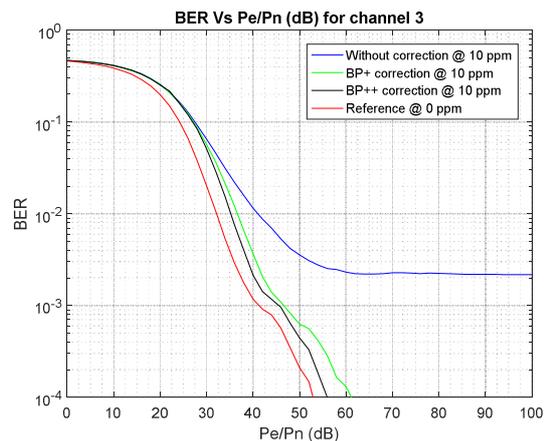


Figure 7 : Performances des algorithmes de synchronisation dans le canal 3

Le tableau 1 résume les performances obtenues en termes de Pe/Pn nécessaire pour atteindre un TEB de  $10^{-3}$  dans les canaux 1,2,3 et compare les 2 méthodes BP+ et BP++.

Tableau 1 : Performances du système dans le canal 1, canal 2 et le canal 3 pour un SFO de 10 ppm

Pe/Pn pour atteindre un TEB de $10^{-3}$	Canal 1	Canal 2	Canal 3
Sans Correction de phase	45 dB	Non atteignable	Non atteignable
Avec Correction BP+	28 dB	33 dB	47 dB
Avec Correction BP++	25 dB	29 dB	46 dB

## 5. Conclusion

Cet article traite des algorithmes permettant de faire face aux erreurs de fréquence d'échantillonnage (SFO) sur une liaison OFDM dans les canaux CPL aéronautiques. Deux méthodes simples d'estimation aveugle et de correction sont proposées sur la base de la rotation de phase des sous-porteuses. Cette estimation est réalisée sur les symboles de données reçus. Les performances de la correction sont calculées en termes de taux d'erreurs binaires en présence d'un canal aéronautique sélectif en fonction du rapport de puissance du signal émis sur la puissance du bruit. Nous avons montré que la méthode aveugle basée sur des symboles de données avec régression linéaire donne de bons résultats dans les canaux aéronautiques testés pour une erreur de fréquence d'échantillonnage de 10 ppm.

## Remerciements

Ce projet est cofinancé par l'Union Européenne avec le Fonds Européen de Développement Régional "FEDER" et SAFRAN Electrical & Power (R&T EWIS EURASIA).

## Références

- [1] TAUPE european project, FP7, "Transmission in Aircraft on Unique Path wires», in collaboration with Airbus and EADS, Coordinator: Labinal, 2008-2012.
- [2] J-A. Cortes, L Diez, E. Matos, F-J. Canete, J-T Entrambasaguas, "Analysis of timing recovery for DMT systems over Indoor Power Line Channels", IEEE Globecom 2006, pp 1-6, 2006
- [3] T. Larhzaoui, F. Nouvel, J-Y. Baudais, P. Degauque and V. Dégardin, "OFDM PLC transmission for aircraft flight control system, 18th IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications, pp 220-225, 2014
- [4] M. Crussière, J-Y. Baudais and J-F. Héléard, "New Iterative and Frequency Synchronization Scheme for MC-CDMA Systems over Power Line Channels", ISSSTA2004, Sydney, Australia, Sep. 2004
- [5] RTCA, DO-160, Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment, Section 21: Emission of Radio
- [6] V. Degardin, E. Simon, M. Morelle, M. Liénard, P. Degauque, I. Junqua, and S. Bertuol, "On the possibility of using PLC in aircraft," Proc. of the IEEE ISPLC Conf., pp. 337-340, 2010

# Création de lumière blanche par le couplage d'une diode laser et d'un luminophore adapté

Christophe CATALANO<sup>1, 2</sup>, Gerald LEDRU<sup>1, 4</sup>, GEORGES ZISSIS<sup>1, 3</sup>, HIDEKI MOTOMURA<sup>2</sup>, MASAFUMI JINNO<sup>2</sup>

1 Université de Toulouse, LAPLACE, UMR 5213 (CNRS, INPT, UPS); 118 route de Narbonne; 31062 Toulouse, France

2 Ehime University, Department of Electric and Electronic Engineering; 10-13 Dogohimata; 790-8577 Matsuyama, Ehime, Japon

3 Encadrant de thèse, LAPLACE, UMR 5213 (CNRS, INPT, UPS); 118 route de Narbonne; 31062 Toulouse, France

4 Co-encadrant de thèse, LAPLACE, UMR 5213 (CNRS, INPT, UPS); 118 route de Narbonne; 31062 Toulouse, France

**Résumé.** Cette recherche vise à optimiser la répartition de bleu en sortie d'un luminophore couplé optiquement à une diode laser. Une modélisation des caractéristiques physique du matériau a permis de prédire l'influence de deux degrés de liberté de fabrication ce ces éléments. L'amélioration en termes de puissance optique par rapport à la situation de référence sera présentée. La prochaine étape consistera à réaliser des luminophores correspondants aux échantillons modélisés et à valider les résultats prédits.

**Abstract:** The purpose of this research is to make a numerical simulation of laser diode beam going through a phosphor in order to, through changing the characteristics of the phosphor, solve the problem of harming blue light while providing light stability. This model will be done using LightTools software in which we take an existing blue laser diode that we associate with a phosphor created on LightTools. Then we will focus on only the blue light output from the phosphor so for each phosphor we will put a filter after it in order to have only blue light at the receptor (Fig. 1). Finally, our goal will be to harmonize this light distribution over the surface of the phosphor.

*Mots clés :* Laser diode, Luminophore, Chromaticité, Théorie de Mie, LightTools

## 1. Introduction

Environ 30 milliards de lampes sont en service sur la planète et consomment annuellement 20% de l'énergie électrique produite. Cette énergie qui sert à nous éclairer pollue notre environnement. En particulier, l'éclairage est indirectement responsable du relâchement de 1,5 Millions de tonnes de CO<sub>2</sub> dans l'atmosphère.

Il existe actuellement 3 technologies de lampe sur le marché des particuliers. La lampe à incandescence convertit environ 95% de l'énergie consommée en chaleur. Pour des raisons historiques, elle reste largement utilisée.

La lampe fluo-compacte à basse consommation est 4 à 5 fois plus efficace que la lampe à incandescence. Elle constitue donc une alternative intéressante au niveau des économies d'énergie. Elle présente des inconvénients au niveau du recyclage car elle contient du mercure.

Les LEDs blanches sont apparues sur le marché en 2006. Elles consomment nettement moins d'énergie. Leur durée de vie est bien plus longue : 1000h pour une lampe à incandescence contre 20 000h à 50 000h pour une lampe à LED. Leur efficacité lumineuse est supérieure : leur rendement de conversion lumineux

atteint 100 lm/W à comparer aux 16 lm/W des ampoules à incandescence [1].

Ce composant est constitué d'une jonction P-N qui émet une radiation dans le bleu. Par le biais d'un luminophore complémentaire, ce rayonnement bleu est partiellement absorbé et converti en lumière blanche par luminescence de type Stokes. Le spectre ainsi obtenu se situe dans le visible.

Des recherches récentes ont permis de développer une solution encore plus économe en énergie en couplant optiquement des diodes laser à un luminophore. Les diodes laser fonctionnent sur un principe similaire aux LEDs mais permettent d'obtenir une puissance lumineuse plus élevée [2]. Dans ce cas, le luminophore est déporté afin de réduire l'impact de la puissance du laser sur celui-ci [3]. Cette association présente une température de couleur et des coordonnées chromatiques plus stables que celles des LEDs. Ces diodes laser sont aussi moins sujettes à l'emballement thermique que les LEDs [4]. A puissance lumineuse fixée, ceci permet d'utiliser moins de diodes laser [5].

Cette solution comporte malgré tout quelques défauts : une diode laser demande une dissipation accrue [6] et produit un niveau de lumière bleue plus important en sortie [6]. Cette technologie étant récente,

il y a donc actuellement peu de luminophores adaptés sur le marché [7].

Cette recherche vise à optimiser la répartition spatiale du bleu en sortie d'un luminophore couplé optiquement à une diode laser afin de réduire l'effet néfaste sur l'œil humain. Le but est d'amener la luminance en-dessous d'un seuil critique quel que soit l'angle d'observation.

Ce papier s'articule comme suit. Une modélisation des caractéristiques physique du matériau sous LightTools (Figure 1) permet de prédire l'influence de trois degrés de liberté de fabrication de ces éléments. L'amélioration en termes de puissance optique par rapport à la situation de référence sera présentée. Des conclusions et perspectives viendront conclure cette présentation.

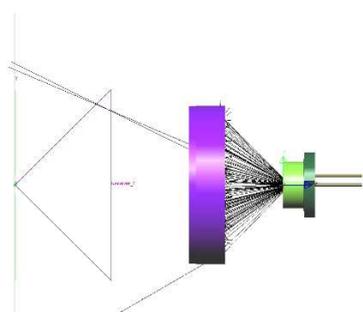


Figure 1 : Laser diode et luminophore.

## 2. Étude

Trois paramètres du modèle du luminophore ont été étudiés. Dans chacun des cas, un gradient de propriétés est introduit afin de modifier la répartition spatiale du faisceau produit.

Pour chacun la puissance optique à la sortie du luminophore sera étudiée et comparée à celle du luminophore de base (Figure 2). Le modèle de référence comprend une diode laser bleue classique dont le modèle est fourni par LightTools, de longueur d'onde 450nm et de 300mW de puissance optique. Celle-ci est couplée à un luminophore de 11 mm de rayon pour 1 mm de hauteur constitué de 11 couches concentriques de 1mm d'épaisseur radiale. Cette « cible » est principalement constituée de silicone et ses caractéristiques intrinsèques seront représentées ici par la théorie de MIE relative aux interactions des indices d'absorption et de réflexion du matériau.

Un filtre est appliqué de façon à conserver uniquement les longueurs d'ondes inférieures à 480nm. La densité de puissance optique est évaluée dans un plan perpendiculaire au centre du faisceau et placé à 3 cm du luminophore.

Les résultats présentés sont obtenus par itérations successives. Nous avons cherché à maximiser l'aire délimitée par la courbe de niveau correspondant à 80% de la puissance maximale au centre du faisceau.

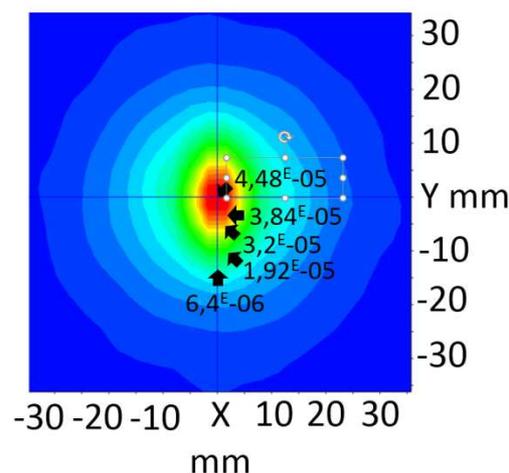


Figure 2 : Eclairement pour le luminophore de base ( $W/mm^2$ ).

1. Le premier critère étudié porte sur la forme du luminophore (Figure 3). Une épaisseur importante est conservée au centre du luminophore, celui-ci s'affine progressivement sur les bords tout en gardant un écart réaliste entre l'épaisseur maximale et minimale. Ceci permettra d'atténuer la lumière bleue dans la zone où elle est concentrée sans perturber l'homogénéité de l'ensemble.

2. Le second critère est relatif à la densité de particule du luminophore (Fig 4 page suivante), celle-ci affecte directement les paramètres d'absorption et d'émission du luminophore. Cela influence principalement le diagramme de rayonnement ainsi que le taux de conversion de la lumière bleue

3. Le dernier paramètre concerne la taille des particules du luminophore (Figure 5 page suivante). Cet élément rend explicite l'effet du changement de la composition du luminophore sans avoir à la connaître.

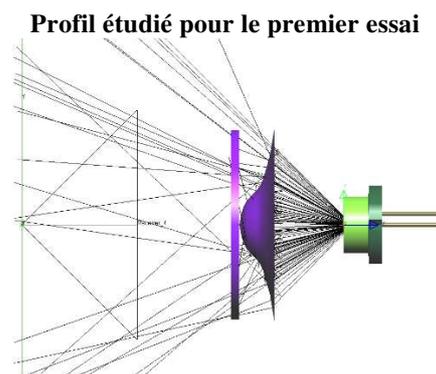


Figure 3 : Luminophore « cône ».

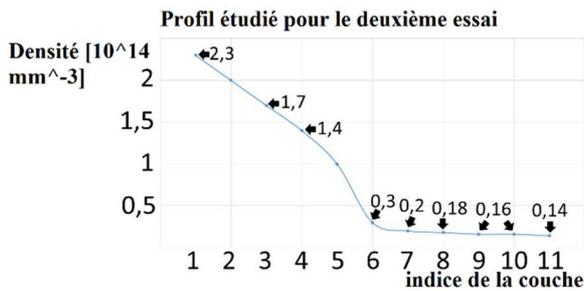


Figure 4 : Densité de particule pour chaque couche du luminophore

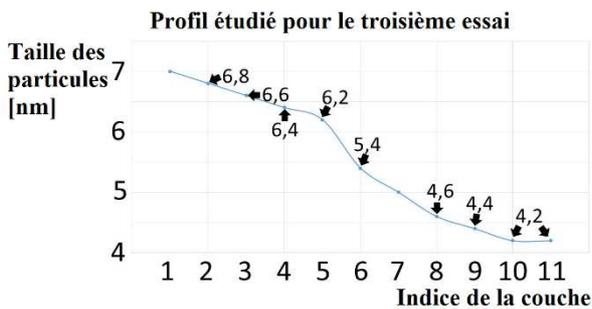


Figure 5 : Taille des particules pour chaque couche du luminophore.

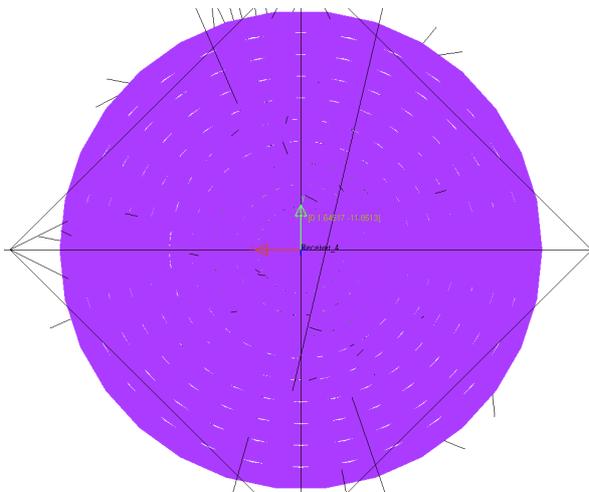


Fig. 6. Luminophore cible.

### 3. Résultats

1. Pour le luminophore « cône », une meilleure harmonisation de la lumière bleue peut être observée (Figure 7 page suivante). Par contre celle-ci est plus marquée verticalement. Cela peut venir du fait que la diode laser n'est pas encapsulée, donc non focalisée, l'impact de l'effet laser marque donc cette différence. Pour ce modèle la création du luminophore correspondant demande un moule conforme à la forme simulée et il faudra l'ajuster en tenant compte de la puissance du laser.

2. La modification de la taille des particules (Figure 8 page suivante) a permis un meilleur contrôle

des caractéristiques. Ainsi chaque couche de luminophore peut être choisie indépendamment. Dans le cas d'une réalisation expérimentale la densité devra varier plus progressivement mais cela peut être difficile à réaliser à cause de l'écart important entre les minimas et maximas de densité observés. Le plus simple serait de réaliser un luminophore similaire au modèle « cible ».

3. La taille des particules (Figure 9 page suivante) influe de manière similaire à la densité sur l'éclaircissement. Les mêmes avantages et inconvénients que précédemment sont ainsi observés. Cependant ce cas semble plus difficile à réaliser car ici la composition chimique du luminophore est changé là où auparavant seule la concentration de luminophore dans le silicone variait. Par contre ce cas-là permet un meilleur contrôle de la réponse du système.

### 4. Analyse

Plusieurs difficultés de réalisation sont absentes de ce modèle. Le luminophore de référence est relativement simple à réaliser. Certaines formes pourraient se révéler plus complexes à réaliser si le seul critère pris en compte est l'épaisseur.

Chaque luminophore nécessitera la réalisation d'un nouveau moule. Ceux-ci n'étant pas modifiables, cela aura un impact direct au niveau financier et logistique. Dans le cas du contrôle de la densité, un trop grand écart entre les densités minimales et maximales impacterait négativement l'uniformité sur la lumière blanche obtenue en sortie.

Dans le cas du contrôle de la taille des particules il résulte du procédé de fabrication des difficultés à homogénéiser la répartition des particules au sein du luminophore.

### 5. Conclusions et perspectives

Il a été établi par simulation qu'il est possible d'obtenir une meilleure distribution de la lumière bleue en changeant les caractéristiques du luminophore.

La prochaine étape sera donc de réaliser un luminophore capable de produire des résultats similaires à ceux présentés ici. Les écarts par rapport à la simulation permettront d'affiner le modèle actuel. Les degrés de liberté de cette étude pourront être augmentés ; il serait aussi possible de travailler sur la focalisation de la diode laser.

Il est également possible de réaliser un gradient dans le spectre d'absorption du luminophore afin d'obtenir un meilleur rapport émission/absorption sur le pourtour toujours dans le but de diminuer la focalisation de lumière bleue en sortie.

L'amélioration de la répartition de la lumière bleue permettra à terme de réaliser un dispositif industrialisable à finalité domestique avec un rendement de conversion lumineuse supérieur à celui des LEDs

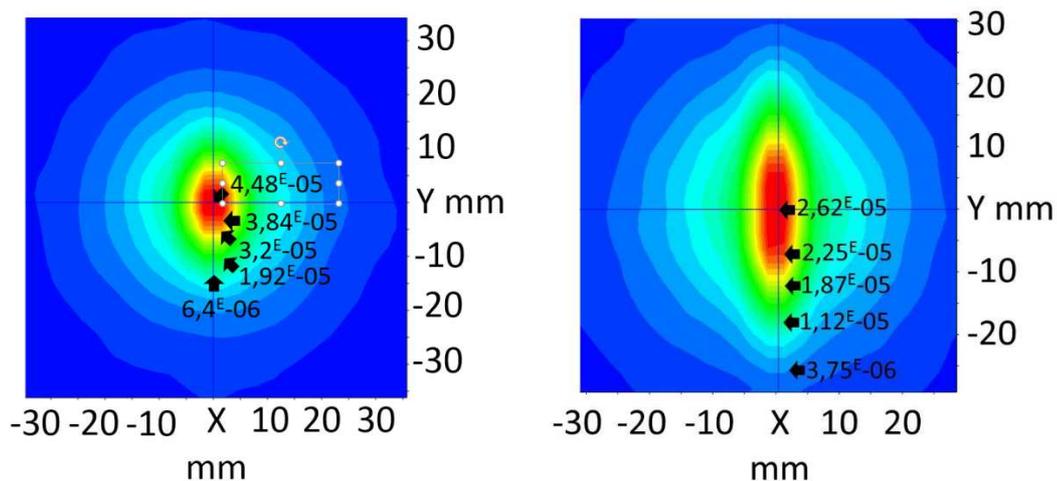


Figure 7 : Comparaison de la puissance optique de référence (à gauche) avec celle du luminophore « cône » [W/mm<sup>2</sup>].

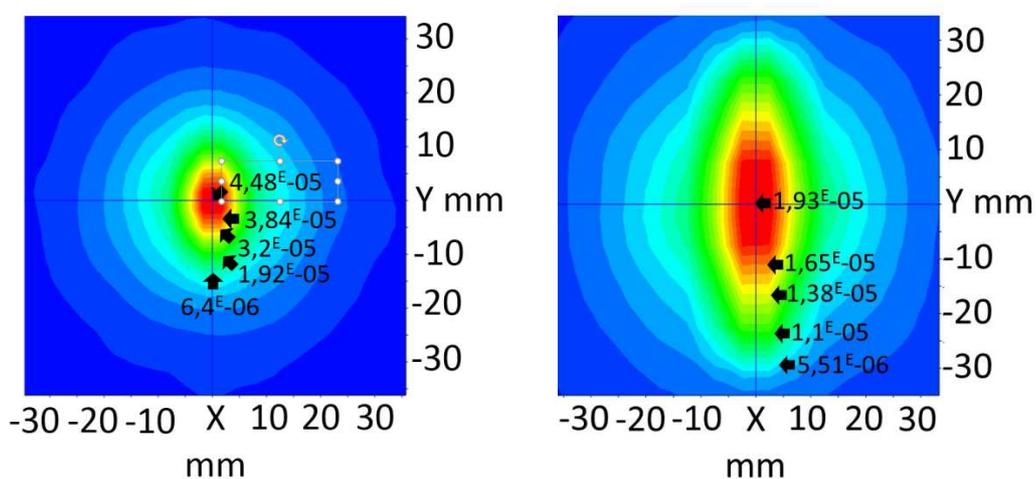


Figure 8 : Comparaison de la puissance optique de référence (à gauche) avec celle du dispositif à gradient de densité [W/mm<sup>2</sup>].

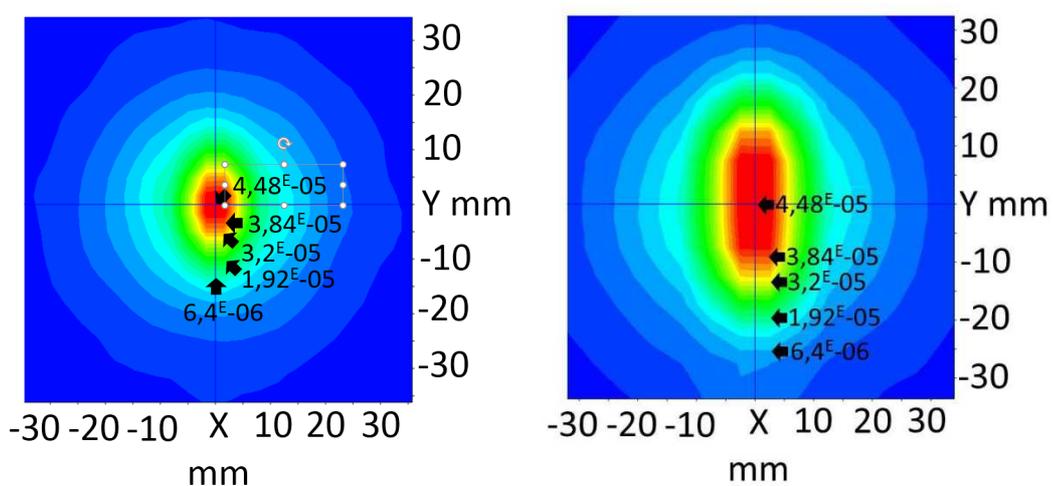


Figure 9 : Comparaison de la puissance optique de référence (à gauche) avec celle du dispositif à gradient de taille des particules [W/mm<sup>2</sup>].

## Remerciements

Les travaux rapportés ici ont été réalisés au sein du Laboratoire Plasma et Conversion d'Énergie (LAPLACE) dans l'équipe Lumière et Matière (LM) à Toulouse, France. Ils ont aussi été réalisés à l'université d'Ehime à Matsuyama, Japon, dans le département d'Ingénierie Électrique et Électronique du professeur Masafumi Jinno.

Pour commencer, je tiens à remercier infiniment mes deux directeurs de thèse, le professeur Georges Zissis ainsi que Mr Gerald Ledru, enseignant chercheur, pour tous les apports et le soutien qu'ils ont fourni durant cette thèse.

Ensuite je tiens à remercier tous les collègues de ces deux laboratoires : Monsieur David Buso, Monsieur Marc Ternisien, Madame Pascale Jolinat, Monsieur Cédric Trupin, Monsieur Laurent Canale, Monsieur Manuel Lopes, Monsieur Pascal Dupuis ainsi que le Professeur Masafumi Jinno et le Professeur Motomura Hideki de l'université d'Ehime pour avoir répondu présent lorsque j'avais une question.

## Références

- [1] E. F. Schubert and J. K. Kim, *Science* 308, 1274-1278 (2005), "Solid-state light sources getting smart".
- [2] BMW i8 Concept, "The most progressive sportscar, Laser Light. Leading the way to the future".  
[http://www.bmw-i.com/en\\_wv/bmw-i8/](http://www.bmw-i.com/en_wv/bmw-i8/)
- [3] C. Basu, S. Schlangen, M. Meinhardt-Wollweber, and B. Roth, Hannover Center for Optical Technologies, Leibniz University Hannover, "A Novel Light Source Design for Spectral Tuning in Biomedical Imaging".
- [4] R. Gatdula, J. Murray, A. Heizler, and M. Shah, in *Proc. of Senior Capstone Project: Circuit and Microelectronic Systems*, page 5, "Solid State Lighting with Blue Laser Diodes".
- [5] Kristin A. Denault, Michael Cantore, Shuji Nakamura, Steven P. DenBaars, and Ram Seshadri, *AIP Advances* 3, 072107 (2013); doi: 10.1063/1.4813837, "Efficient and stable laser-driven white lighting".
- [6] G. Chen, M. Craven, A. Kim, A. Munkholm, S. Watanabe, M. Camras, W. Gotz, and F. Steranka, *Phys. Status Solidi A* 205, 1086-1092 (2008), "Performance of high-power III-nitride light emitting diodes".
- [7] A. Neumann, J. J. Wierer, Jr., W. Davis, Y. Ohno, S. R. J. Brueck, and J.Y. Tsao, July 2011 / Vol. 19, No. S4 / *Optics Express* A982, "Four-color laser white illuminant demonstrating high color-rendering quality".
- [8] R. Muller-Mach, O. Mueller, L. Zhou, G. Harbers, G. Craford, *IEEE Journal of Display Technology*, "Solid state lighting".

# Enroulement amortisseur pour la réduction des bruits et vibrations des machines asynchrones

Grégory BAUW, Bertrand CASSORET, Olivier NINET, Raphaël ROMARY

Univ. Artois, EA 4025, Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement (LSEE), F62400 Béthune  
gregory\_bauw@ens.univ-artois.fr

**Résumé :** *L'article présente un système permettant la réduction passive des bruits et vibrations d'origine magnétique d'une machine asynchrone triphasée grâce à un enroulement amortisseur connecté à des condensateurs. Il s'agit d'un système peu coûteux, simple et efficace pour réduire le niveau de bruit global audible d'une machine. Après avoir décrit brièvement la solution technique, une étude théorique basée sur le schéma monophasé équivalent de la machine mettra en évidence la réduction du flux harmonique à l'origine des vibrations. Nous traiterons d'une part, le cas de bruit provenant de l'alimentation dans le cas d'une alimentation par MLI, puis d'autre part le cas de bruit provenant de phénomènes internes à la machine. Le principe sera enfin validé par une simulation utilisant la méthode des éléments finis et par des résultats expérimentaux.*

**Abstract:** *The paper presents a system that allows the passive reduction of magnetic noise and vibration of a three-phase induction machine with a damper winding connected to capacitors. This is an inexpensive, simple and effective solution for reducing the audible overall noise level of a machine. After a short technic description of the solution, a theoretical study based on the equivalent single-phase diagram of the machine will highlight the reduction of flux density harmonics at the origin of vibrations. We will deal firstly with the case of noise due to the power supply in the case of a PWM power supply. Then, on the other hand, the case of noise due to phenomena inside the machine. The principle will finally be validated by a simulation using the finite elements method and by experimental results.*

**Mots clés :** *Machine asynchrone, bruit, vibrations, harmoniques, enroulement auxiliaire, amortisseur, MLI.*

## 1. Introduction

Afin de répondre aux exigences requises par les normes et pour des raisons de confort de l'utilisateur, le bruit audible des machines électriques est devenu un aspect fondamental à prendre en compte dès leur conception [1]. Les domaines où la « conception silencieuse » est de rigueur sont nombreux, comme par exemple les transports ou encore le domaine militaire dans lequel se pose des questions de discrétion acoustique [2]. De plus, les problèmes vibratoires sont à l'origine de perturbations du milieu environnant et d'usure mécanique prématurée.

On distingue habituellement trois sources dans le niveau de bruit global d'une machine électrique : mécanique, aérodynamique et magnétique [3]. Nous nous intéresserons uniquement à cette dernière qui est souvent prépondérante pour une machine asynchrone, en particulier lorsque celle-ci est alimentée par modulation de largeur d'impulsions [4].

En effet, le bruit magnétique est le bruit audible généré par les forces magnétiques présentes dans la machine. Les forces de Maxwell qui attirent le stator et le rotor sont à l'origine de déformations du stator, donc

de vibrations et de bruit. Elles sont liées à la présence d'harmoniques d'induction dans l'entrefer. Ces harmoniques peuvent être générés par l'effet d'encoches, la saturation, l'excentricité ou, dans le cas d'une alimentation MLI, par les harmoniques de tension. Ces derniers étant nombreux, cela conduit à un nombre de forces important, et par conséquent à un bruit important.

Diverses méthodes sont possibles pour réduire le bruit d'une machine électrique. En premier lieu, il convient de respecter les règles de construction et de dimensionnement des machines en choisissant notamment un nombre d'encoches statoriques et rotoriques adéquat [5]. D'autre part, des travaux antérieurs proposent, par exemple, d'agir sur le bruit en injectant un système de courants harmoniques dans les enroulements, créant ainsi des ondes de forces en opposition avec celles naturellement générées par la machine [6]. Ces courants harmoniques peuvent être également injectés dans un enroulement auxiliaire [7]. Une autre méthode consiste à utiliser des actionneurs piézo-électriques pour limiter les vibrations produites par la machine et par conséquent réduire le niveau de bruit global [8].

La méthode proposée dans l'article est basée sur la génération de courants induits dans un enroulement auxiliaire au moyen d'un élément passif [9]. Nous débuterons par une description de la solution technologique proposée, puis nous traiterons le cas de la réduction de bruit dû à l'alimentation et aux phénomènes internes. Enfin nous terminerons par une simulation et des résultats expérimentaux témoignant de l'efficacité de l'invention.

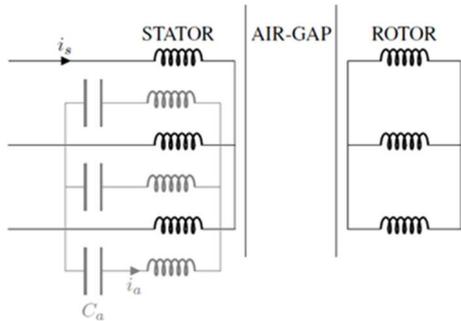


Figure 1 : Schéma d'une machine avec enroulement amortisseur

## 2. Présentation de l'enroulement amortisseur

### 2.1. Constitution du système

L'idée consiste à bobiner dans les encoches un deuxième enroulement triphasé superposé au premier, mais électriquement indépendant. On peut parler d'un enroulement secondaire ou auxiliaire.

Couplées en étoile ou en triangle, les bobines auxiliaires sont simplement reliées à 3 condensateurs de valeurs adéquates. Le rotor reste, comme dans tous les moteurs asynchrones, en court-circuit. Le schéma de la figure 1 représente une machine équipée d'un enroulement amortisseur.

### 2.2. Principe général

Les harmoniques d'induction créent des courants induits dans l'enroulement auxiliaire, ceux-ci créent des ondes d'induction qui s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, et rendent l'induction d'entrefer plus sinusoïdale.

Les ondes d'induction non désirables dues à l'alimentation ou aux phénomènes internes créent dans les enroulements auxiliaires des courants induits à fréquence élevée pour lesquels l'impédance de la branche auxiliaire est faible. Au niveau du schéma équivalent présenté à la figure 2, cela se traduit par le fait que les courants harmoniques provenant de l'alimentation circulent principalement dans l'enroulement auxiliaire lorsque la fréquence est proche de la résonance entre  $C'_a$ , valeur du condensateur ramenée au stator, et les inductances. Ces courants harmoniques génèrent par conséquent des harmoniques d'induction plus faibles.

A la faible fréquence d'alimentation (généralement 50 ou 60Hz, voire moins en vitesse variable), les condensateurs forment une impédance élevée si bien que les courants induits dans l'enroulement auxiliaire gardent des valeurs faibles à ces fréquences. Selon la

valeur du condensateur et le nombre de spires de l'enroulement auxiliaire ajouté, la circulation de ces courants peut toutefois créer une partie de la puissance réactive nécessaire à la magnétisation du circuit magnétique (amélioration du facteur de puissance) et faire diminuer le courant magnétisant absorbé au stator.

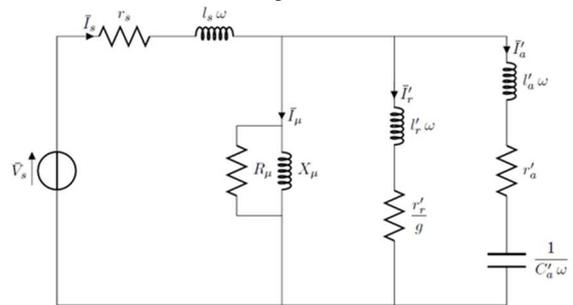


Figure 2 : Schéma monophasé équivalent

Tableau 1 : Caractéristiques de la machine 4kW

Stator	
Résistance $r_s$ ( $\Omega$ )	1,6
Inductance $l_s$ (mH)	8,5
Résistance $R_\mu$ ( $\Omega$ )	787
Rotor	
Résistance $r'_r$ ( $\Omega$ )	1,43
Inductance $l'_r$ (mH)	8,35
Inductance $L_\mu$ (mH)	118
Auxiliaire	
Résistance $r'_a$ ( $\Omega$ )	10
Inductance $l'_a$ (mH)	1
Condensateur $C'_a$ ( $\mu F$ )	4

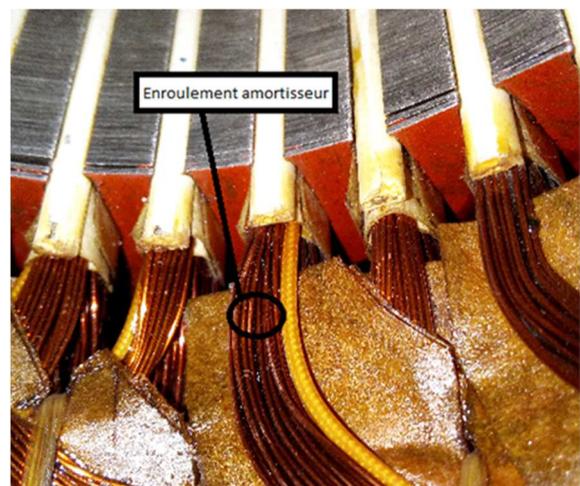


Figure 3 : Enroulement amortisseur du prototype d'une machine asynchrone 4kW

### 2.3. Caractéristiques du prototype présenté

Les résultats présentés dans cet article se basent sur le prototype d'une machine 4kW équipé d'un enroulement amortisseur dont les caractéristiques sont données dans le tableau 1. Le nombre de spires de l'enroulement auxiliaire est identique à celui de

l'enroulement statorique initial et sa section a été fixée de manière à ce que le facteur de remplissage des encoches soit le plus grand possible. Ainsi, l'enroulement auxiliaire visible à la figure 3 représente moins de 15% du cuivre total dans l'encoche.

### 3. Bruit dû à l'alimentation

#### 3.1. Comportement du système en fonction de la fréquence

Lorsqu'une machine électrique est alimentée par un onduleur MLI, de nombreux harmoniques de tension viennent se superposer au fondamental de sa tension d'entrée. Le contenu harmonique de cette tension dépend de la méthode de modulation utilisée, mais également de la fréquence de découpage. Ces harmoniques vont alors créer au sein de la machine des flux harmoniques indésirables que l'enroulement amortisseur devra combattre.

Pour comprendre comment le système s'oppose au flux harmonique, on utilise le schéma monophasé équivalent de la figure 2. La tension d'entrée  $V_s$  est fixée à 230V et constante quel que soit la fréquence. On peut alors tracer à la figure 4 l'allure du flux  $\Phi$  (en trait plein) totalisé par l'ensemble des spires en série d'une phase, à l'image du courant dans l'inductance  $L_\mu$ , en fonction de la fréquence pour  $C'_a$  égal à  $4\mu\text{F}$ , une valeur adéquate. Il est superposé au flux qui existerait naturellement, sans présence de l'enroulement auxiliaire (en pointillés).

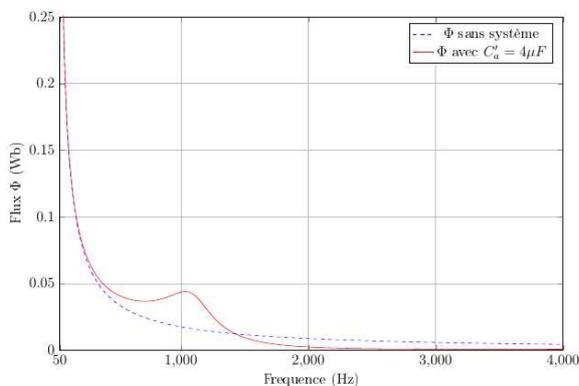


Figure 4 : Flux  $\Phi$  avec et sans système en fonction de la fréquence

On remarque que pour les basses fréquences, et notamment à 50Hz, ces deux flux sont identiques et que le système ne perturbe pas le fonctionnement normal de la machine. Pour les fréquences plus élevées, le flux  $\Phi$  est inférieur au flux initial ce qui montre que l'enroulement auxiliaire s'oppose aux effets harmoniques provenant de l'alimentation. Par contre, il existe une gamme de fréquences restreinte pour laquelle le système amplifie le flux. Il sera par conséquent indispensable de choisir avec attention la valeur du condensateur pour que le système soit bénéfique.

#### 3.2. Choix du condensateur

Afin de connaître la valeur de  $C'_a$  qui convient le mieux pour la réduction du flux harmonique, on travaille maintenant à fréquence donnée. Supposons un harmonique de tension d'amplitude 40V et de fréquence 4100Hz, mesuré à la sortie d'un onduleur MLI découplant à une fréquence de 4kHz. En effet, le spectre de tension de sortie d'un onduleur MLI comporte traditionnellement des raies prépondérantes de fréquence  $f_{MLI} \pm 2f_r$ , avec  $f_{MLI}$  étant la fréquence de découpage et  $f_r$  la fréquence du réseau. On place cet harmonique de tension en entrée de notre schéma monophasé équivalent et on trace à la figure 5 le flux  $\Phi$  en fonction de la valeur du condensateur  $C'_a$ .

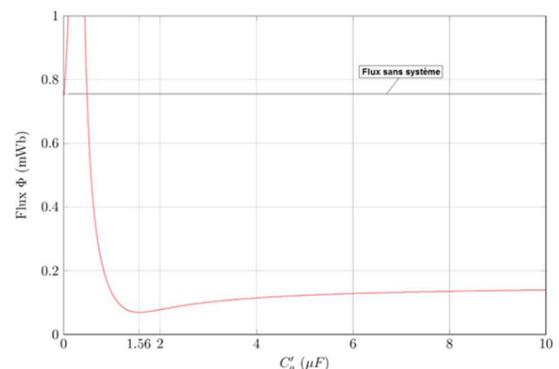


Figure 5 : Flux  $\Phi$  en fonction du condensateur  $C'_a$  pour  $f = 4100 \text{ Hz}$

Il apparaît alors une très large gamme de condensateur pour laquelle le flux harmonique est fortement réduit ainsi qu'une valeur optimale autour de  $1,56\mu\text{F}$ . Au-delà, le flux tend vers une valeur constante, qui reste inférieure à la valeur sans condensateur, et augmenter la valeur de  $C'_a$  n'a plus d'influence sur  $\Phi$ . Il est cependant préférable de choisir une valeur de  $C'_a$  légèrement supérieure à la valeur optimale afin de ne pas risquer de se trouver dans la zone de la courbe où le flux est amplifié.

La valeur optimale de  $C'_a$  peut être calculée de manière approximative grâce à la relation (1), correspondant à une résonance série entre  $C'_a$  et  $l'_a$  :

$$C'_{a_{opt}} \approx \frac{1}{4\pi^2 f_i^2 l'_a} \quad (1)$$

Avec  $f_i$  la fréquence indésirable à combattre et  $l'_a$  l'inductance de fuite de l'enroulement auxiliaire. L'application numérique donne ici  $1,51\mu\text{F}$  au lieu de  $1,56\mu\text{F}$  obtenu à partir du modèle du schéma monophasé équivalent. L'erreur entre ces deux valeurs est probablement due aux résistances qui ne sont pas prises en compte pour établir l'équation (1) et qui provoquent un amortissement de la courbe.

### 4. Bruit dû aux phénomènes internes

#### 4.1. Schéma monophasé équivalent considéré

On appelle phénomènes internes à la machine les phénomènes d'encoches, de saturation ou encore d'excentricité du rotor. Ils se traduisent par des

harmoniques d'induction dans l'entrefer et sont donc responsables de bruit.

Soit  $I_h^{fict}$  un courant qui circule dans un enroulement fictif à une fréquence harmonique et qui créerait l'induction harmonique réelle à l'image du phénomène interne gênant. Pour cet harmonique de courant, dont la fréquence est par définition élevée, l'alimentation  $V_s$  est en court-circuit et le glissement est égal 1. Le schéma monophasé équivalent considéré dans ce cas est alors donné à la figure 6.

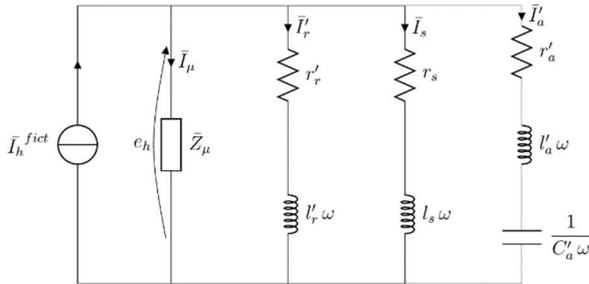


Figure 6 : Schéma monophasé équivalent considéré pour le bruit dû aux phénomènes internes

#### 4.2. Choix du condensateur

De la même manière que dans le cas de bruit dû à l'alimentation, la recherche du condensateur adéquat se fait à fréquence donnée. Supposons que l'onde à combattre, causée par exemple par un phénomène d'encoche, ait une fréquence de 1000Hz et que le courant  $I_h^{fict}$  à cette fréquence ait une amplitude de 0,4 A. La valeur optimale de  $C'_a$  est celle qui donne un minimum de tension  $e_h$ , et donc de flux harmonique  $\Phi$ , à courant  $I_h^{fict}$  fixé.

La figure 7 montre l'évolution de  $\Phi$  en fonction de  $C'_a$  avec un minimum se produisant autour de 55µF. Cependant, au-delà de 13µF le système offre un résultat satisfaisant puisque le flux harmonique est réduit de plus de la moitié.

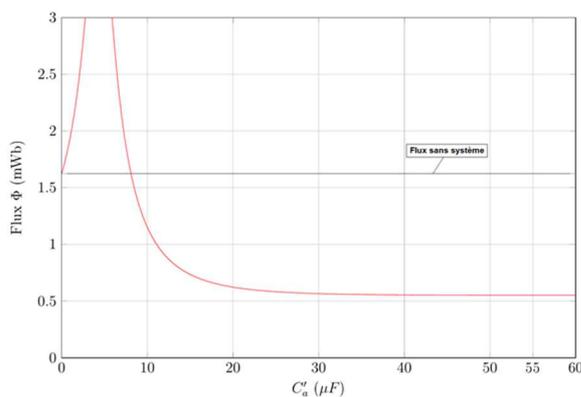


Figure 7 : Flux  $\Phi$  en fonction du condensateur  $C'_a$  pour  $f = 1000$  Hz

### 5. Validation du principe

#### 5.1. Simulation par la méthode des éléments finis

Afin de mettre en évidence le principe de réduction du flux harmonique dans l'entrefer de la machine, on

simule la machine prise en exemple dans cet article avec le logiciel Flux2D. On alimente cette machine avec un harmonique de tension d'amplitude 40V et de fréquence 4100Hz, un couplage circuit permet d'inclure les condensateurs connectés à l'enroulement amortisseur.

La figure 8 montre la courbe du module de l'induction dans l'entrefer pour plusieurs valeurs de condensateurs. On remarque que cette induction harmonique est réduite d'un facteur 10 avec un condensateur de 10µF, le flux harmonique sera donc réduit dans les mêmes proportions. Notons que la valeur de 4µF utilisée sur le prototype et dans l'exemple numérique offre un résultat comparable.

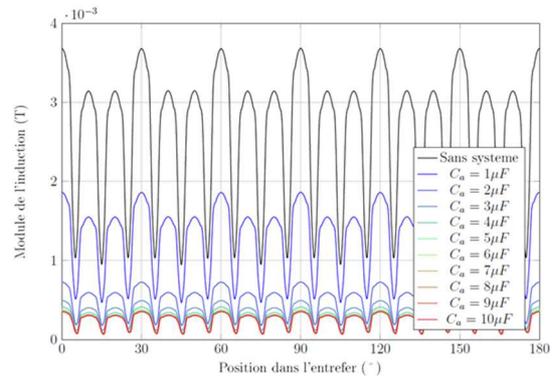
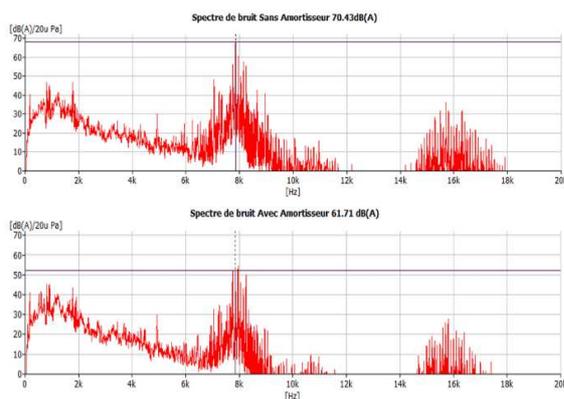


Figure 8 : Module de l'induction dans l'entrefer en fonction de la position

#### 5.2. Résultats expérimentaux

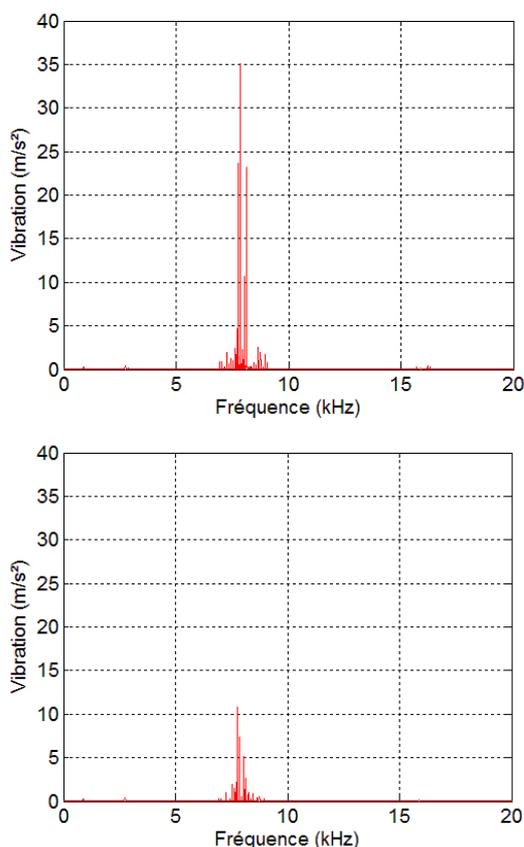
Des mesures de bruit ont été effectuées sur la même machine 4kW alimentée par variateur de vitesse avec une position de micro à une distance de 1 mètre dans une chambre semi-anéchoïque. La fréquence de découpage est de 8 kHz et les spectres présentés utilisent une pondération en A pour tenir compte de la sensibilité de l'oreille humaine.

On remarque nettement que les raies autour de la fréquence de découpage qui sont prépondérantes dans le spectre sont fortement atténuées. La raie à 7850Hz diminue de 68dB(A) à 52dB(A) comme le montre la figure 9. Cela s'accompagnera par une réduction du niveau de pression acoustique global mesuré de plus de 8,5dB(A) dans ce cas.



**Figure 9 :** Spectres de bruit sans et avec enroulement amortisseur pour  $f_{MLI} = 8\text{kHz}$

Les vibrations sont également considérablement réduites comme le montre les spectres de la figure 10.



**Figure 10 :** Spectres de vibration sans et avec enroulement amortisseur pour  $f_{MLI} = 8\text{kHz}$

Le niveau global des vibrations est réduit d'un facteur 4 environ et diminue alors de  $52.6\text{m/s}^2$  à  $13.7\text{m/s}^2$ .

## 6. Conclusion

Le système proposé dans cet article permet de réduire considérablement le bruit magnétique d'une machine asynchrone de manière passive, donc sans faire appel à une électronique complexe. Le modèle présenté permet de comprendre comment l'enroulement amortisseur connecté s'oppose au flux harmonique. Deux méthodes sont présentées pour choisir les valeurs de

condensateurs adéquates suivant l'origine du bruit à combattre. Dans les deux cas, cette valeur doit être choisie avec attention afin de ne pas dégrader les performances acoustiques de la machine. Par contre, lorsque cette démarche est effectuée correctement, le niveau de bruit global de la machine est réduit de presque 10 dB(A). Le principe a été validé au moyen de simulations par éléments finis ainsi que de nombreux essais expérimentaux.

## Remerciements

Ce travail a été réalisé dans le cadre du projet CE2I (Convertisseur d'Energie Intégré Intelligent). CE2I est cofinancé par l'Union Européenne avec le soutien financier d'European Regional Development Fund (ERDF), l'Etat Français et la Région des Hauts-de-France.

## Références

- [1] J. Le Besnerais, V. Lanfranchi, M. Hecquet, P. Brochet, "Bruit audible d'origine magnétique dans les machines asynchrones", Techniques de l'Ingénieur, référence D3580, (2013).
- [2] G. Le Coat, "Discretion électromagnétique des machines tournantes", Sciences de l'ingénieur [physics], Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), (1997).
- [3] P.L. Timar, A. Fazekas, J. Kiss, A. Miklos, S.J. Yang, "Noise and vibration of electrical machines", Elsevier, (1989).
- [4] J. Le Besnerais, "Réduction du bruit audible d'origine magnétique dans les machines asynchrones alimentées par MLI – règles de conception silencieuse et optimisation multi-objectif", Thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lille, (2008).
- [5] H. Jordan, « Geräuscharme Elektromotoren », W. Girardet, Essen, (1950).
- [6] B. Cassoret, R. Corton, D. Roger, J.F. Brudny, "Magnetic noise reduction of induction machines", IEEE Trans. On Power Electronics, US, vol. 18, N°2, pp. 570-579, (mars 2003).
- [7] J.P. Lecoite, R. Romary, J.F. Brudny, M. McClelland, "Analysis and active reduction of vibration and acoustic noise in the switched reluctance motor", IEE Electric Power Applications, Londres, Vol. 151, N°6, pp. 725-733, (novembre 2004).
- [8] X. Ojeda, X. Miniger, H. Ben Ahmed, M. Gabsi, M. Lecrivain, "Piezoelectric Actuator Design and Placement for Switched Reluctance Motors Active Damping", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 24, N°2, pp. 305-313, (2009).
- [9] B. Cassoret, R. Romary, "Moteur électrique à enroulement auxiliaire isolé", Brevet publié le 29 décembre 2016, WO2016207166 A1, <https://www.google.com/patents/WO2016207166A1?cl=fr>

# Discussion sur le suivi de l'état de santé des modules de puissance constitués de MOSFET en carbure de silicium

MALORIE HOLOGNE, PASCAL BEVILACQUA, ANTOINE BARRIERE\*, BRUNO ALLARD, JACQUES JAY\*, GUY CLERC ET HUBERT RAZIK

Univ Lyon, UCB Lyon1, INSA, CNRS, AMPERE, CETHIL\*  
21 avenue Jean Capelle, 69100 Villeurbanne  
malorie.hologne@insa-lyon.fr

**RESUME :** Cet article propose un tour d'horizon des potentiels modes de défaillances des modules de puissance, notamment ceux composés de MOSFET en carbure de silicium (SiC). Une approche expérimentale du suivi de ces processus de défaillance est également proposée. La fiabilité des convertisseurs de puissance par le biais des modules est devenue une question clé dans la majeure partie des industries et notamment dans le milieu aéronautique. C'est pourquoi cette étude est ancrée dans un projet Européen nommé I<sup>2</sup>MPECT, en charge de réaliser un convertisseur de puissance reposant sur la technologie SiC, le plus compact, le plus intelligent et le plus fiable possible. Le matériau carbure de silicium présente de nombreux attraits comme le gain en volume pour une même puissance commutée ainsi que de plus faibles pertes. Cependant, l'utilisation de la technologie SiC dans des modules de puissances présente encore quelques défis en termes de fiabilité. Après une brève description des modes de défaillances attendus, un banc expérimental de suivi des défaillances sera présenté. Le choix et la mise en œuvre des indicateurs de défaillance seront également discutés.

**ABSTRACT :** This paper deals with an overview of silicon carbide MOSFET-based power module failure modes and an experimental health-monitoring approach to detect them. A strong interest on power module reliability has emerged in industrial fields because of an increasingly frequent use of converters in power transmission systems. This study is anchored in a European project, called I<sup>2</sup>MPECT, in charge of a more integrated, intelligent and compact converter realization for aerospace use. The question of converter components reliability is so essential and require investigations. The converter designed by project members will be composed of silicon Carbide (SiC) MOSFET-based power modules, known for their performances, ten times higher than silicon technology. However, these power modules present some challenges in reliability field. In this paper, reliability issues will be described and a relevant monitoring method will be explained. Technological issues concerning health-monitoring test bench establishment will be also discussed.

## 1. Introduction

Le projet I<sup>2</sup>MPECT a été créé pour répondre à l'utilisation toujours plus importante de convertisseurs au sein des applications aéronautiques. L'équipe du projet a pour mission de réaliser un onduleur 45 kW compact et intelligent dont les aspects thermiques et CEM doivent être optimisés, mais qui doit également disposer d'un système de commande rapprochée apte à la détection de défauts en ligne qui permettra une meilleure gestion des ressources électriques.

La détection de défaut en ligne est une fonction qui est permise par le suivi de l'état de santé des modules de puissance. Ce dernier se traduit par un travail en deux temps, principalement centré sur l'observation d'indicateurs de vieillissement du module de puissance. Le premier temps, appelé phase d'apprentissage, consiste en l'observation de l'évolution des indicateurs de défauts sous un profil de mission donné tout au long de la vie du module. Une fois cette première phase

analysée, l'évolution particulière d'un indicateur, pour un défaut donné, constituera la signature de celui-ci. Cela permettra une deuxième phase du travail avec la mise en place d'un diagnostic de défaut en ligne pour des profils de mission proches de l'apprentissage grâce aux signatures préalablement obtenues. Le suivi en ligne des indicateurs lors de la phase de diagnostic devrait permettre de déterminer à chaque instant la durée de vie utile restante du module et ainsi contribuer à une utilisation plus sûre des équipements électroniques dans les appareils.

L'observation de tels indicateurs soulève quelques problématiques, notamment la définition d'une limite de fonctionnement correct. Même si la réalisation de tests de vie accélérée semble être une solution, d'autres contraintes comme l'accessibilité des mesures ou la modification du circuit initial restent présentes. En effet, si la mesure d'un indicateur requière une modification topologique importante, la fiabilité générale de l'ensemble peut en être affectée. Toutes ces

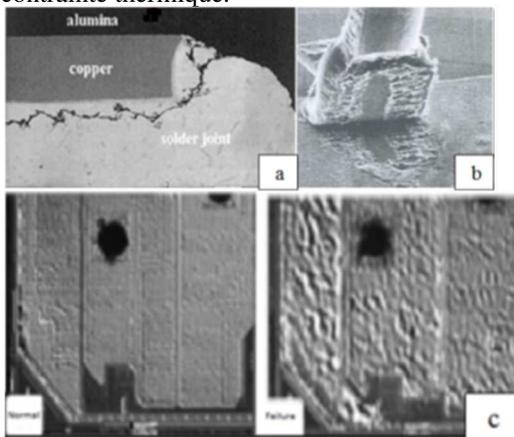
interrogations nécessitent une étude détaillée des indicateurs possibles afin d'en optimiser l'accessibilité, la simplicité et la précision.

Pour éclairer la discussion du suivi de l'état de santé des modules de puissance, une première partie sera consacrée à la description des modes de défaillance attendus afin de déterminer les indicateurs les plus pertinents. Il sera ensuite montré que la température et le vieillissement peuvent cependant altérer les corrélations identifiées entre indicateurs et modes de défaillances. Enfin, une dernière partie sera consacrée à la présentation d'un banc de test permettant de suivre les défaillances ciblées dans le cadre du projet.

## 2. Modes de défaillances attendus dans les modules de puissance composés de MOSFET SiC

### 2.1. Modes de défaillances liés au module

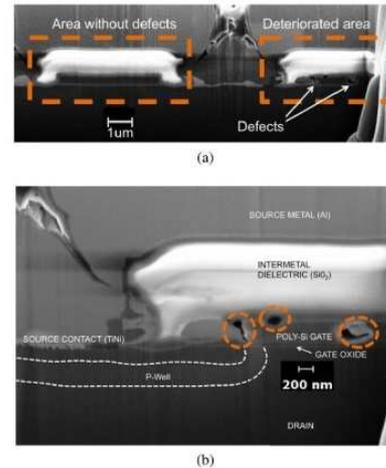
Un module de puissance est un système complexe, rassemblant dans un espace confiné différents matériaux présentant des comportements thermiques et mécaniques variés sous une même contrainte. Le composant dissipe une grande quantité d'énergie durant son fonctionnement et les matériaux annexes subissent de manière cyclique des échauffements et des refroidissements successifs. Les coefficients thermiques d'expansion (CTE) de chaque matériau n'étant pas compatibles dans un cyclage thermique certains phénomènes apparaissent à l'intérieur ou aux interfaces des matériaux comme présentés Fig.1. Musallam [5] a montré l'apparition de fissures dans les joints de soudure ainsi que la formation de « vaguelettes » au sein du substrat céramique. Les interconnexions du module sont également très vulnérables, les fils d'interconnexions peuvent présenter des fissures avant de subir un décollement, comme l'a montré Bower [1]. Enfin, la métallisation supérieure étant la partie la plus proche de la zone en échauffement, Durand [3] a montré qu'un phénomène de reconstruction métallique s'y établissait sous contrainte thermique.



**Figure 1 :** (a) Fissures dans les joints de soudure, (b) décollement des fils d'interconnexion, (c) reconstruction de la métallisation.

### 2.2. Modes de défaillances liés à la puce, le MOSFET SiC

De nombreux phénomènes, listés par Yang [10], peuvent mener à une défaillance du MOSFET SiC. Le mode de défaillance le plus observé sur les MOSFET SiC est la dégradation de l'oxyde de grille qui mène à un court-circuit de celle-ci et rend le composant incontrôlable. La dégradation est montrée Fig. 2.



**Figure 2 :** Dégradation de l'oxyde de grille

Dans l'article d'Ouaida [6], il est expliqué que des cavités apparaissent dans l'oxyde et progressivement la fonction d'isolant n'est plus assurée. Pour déclencher cette dégradation, une température de 250 °C avait été appliquée au MOSFET dans sa totalité pendant un fonctionnement de commutation nominal. Othman [7] a quant à lui mené une étude sur cette dégradation en condition de court-circuit, en imposant un courant de 200 A entre drain et source. Il remarque que 10  $\mu$ s après avoir stoppé le court-circuit entre drain et source, la grille se court-circuite. Ce laps de temps correspond au temps de diffusion thermique entre le canal de conduction et la grille. Un échauffement trop important au sein du canal peut donc être responsable d'un claquage de l'oxyde.

### 2.3. Facteurs d'accélération et indicateurs de défauts

Pour suivre les différents modes de défaillances exposés précédemment, plusieurs indicateurs peuvent être utilisés. Selon Ouaida [6], la dégradation de l'oxyde de grille peut être qualifiée grâce à l'évolution du courant de fuite de grille ou de drain et la tension de seuil. Pour déclencher rapidement un claquage de l'oxyde de grille, il a été mentionné ci-dessus qu'une haute température ou une surintensité étaient de bons facteurs d'accélération comme l'a expérimenté Schrock [9]. Cependant, une autre étude menée par Santini [8] a montré qu'une polarisation constante de la grille à une valeur supérieure à celle de fonctionnement déclenchait une dégradation très précoce.

Concernant la fatigue des interconnexions et des éléments de report (soudures, frittages), l'impédance thermique et la résistance électrique à l'état passant sont de bons indicateurs de suivi. Cependant, leur évolution ne permet pas de localiser un défaut précisément, il donne juste une indication sur la perte de conduction électrique et/ou thermique d'un élément du module. Selon Durand [3], les facteurs d'accélération pertinents pour la fatigue du module sont la haute température et les surintensités.

Pour chacun des modes de défaillance, la connaissance de la température de jonction est un élément clé de la compréhension des phénomènes en jeu. Cependant son obtention n'est pas directe et plusieurs méthodes développées dans la littérature sont discutées dans le prochain paragraphe.

### 3. Discussion sur l'influence de la température et du vieillissement sur les indicateurs

#### 3.1. Obtention de la température de jonction

Actuellement la température de jonction peut être identifiée par au moins trois méthodes : avec un capteur intégré à la puce, avec un modèle thermique ou avec un paramètre électrique thermosensible (TSEP). La première solution est la plus précise en théorie, mais nécessite une conception sur mesure de la puce, et donc un coût plus important et une complexité plus grande. Les deux autres méthodes restent envisageables et sont discutées ci-après.

#### 3.2. Modélisation thermique

Pour réaliser le modèle thermique d'un module, une connaissance précise de la puce et de la composition du module est requise. A cette fin, un modèle par éléments finis du module complet est réalisé. Des simulations thermiques puis des expérimentations permettent de corréler les paramètres du modèle avec la réalité physique. Pour pouvoir être plus facilement utilisé, le modèle thermique est ensuite réduit sous forme d'un modèle électrique où les résistances et les capacités thermiques sont les paramètres. Ce modèle précis a été utilisé par Zhong [13] pour réaliser un suivi de la température de jonction.

#### 3.3. Paramètres électriques thermosensibles

Dupont [2] a réalisé une étude des TSEP et a appliqué la méthode pour suivre en ligne la température de jonction de module constitués d'IGBT. Les TSEP sont attractifs car ils proposent une

estimation de la température de jonction sans modification du circuit ce qui est un atout dans un suivi en ligne. Cependant, pour obtenir la température de jonction via un paramètre, il faut réaliser une phase de calibration, qui se doit d'être précise, car certains paramètres ont un intervalle de valeurs très réduit et certains phénomènes comme l'auto-échauffement viennent perturber la corrélation. Une autre étude menée par Yuan [11] précise que les paramètres ne sont pas seulement thermo-sensitifs mais dépendent du vieillissement. Pour éviter un biais dû à la dérive d'un paramètre par vieillissement, la méthode utilisée propose des calibrations régulières au cours de la vie du module. Concernant les MOSFET, les paramètres thermo-sensitifs les plus utilisées sont le courant de saturation et la tension de seuil. Ces deux éléments sont des TSEP, dit non-fonctionnels, ils sont mesurés hors du fonctionnement nominal du MOSFET. Des TSEP fonctionnels, mesurés lors du fonctionnement nominal, sont envisageables mais aucun démonstrateur n'a été établi à ce jour car les TSEP fonctionnels évoluent peu avec la température. L'utilisation de TSEP non-fonctionnels requiert donc une procédure de mesure très précise afin de ne pas s'éloigner de la température atteinte en fonctionnement.

#### 3.4. Approche méthodique de suivi de l'état de santé des modules de puissance

La fig. 3 présente l'approche de « Health-monitoring » créée pour le projet. Autour du module de puissance, les aspects thermiques et électriques sont deux piliers essentiels à la création d'un modèle adaptatif et pertinent. Il a été montré dans les paragraphes précédents, qu'une évolution des paramètres des modèles thermiques et électriques est nécessaire pour qualifier les défauts sans biais. Pendant le fonctionnement du module, les paramètres électriques sont enregistrés. Certains d'entre eux vont permettre de caractériser les défaillances et peuvent être utilisés pour participer à l'établissement d'un modèle de durée de vie du module. En parallèle, certains paramètres sont utilisés pour alimenter le modèle thermique compact qui est en permanence comparé à une « carte de température » obtenue par des capteurs. Cette comparaison apporte des corrections sur le modèle thermique et les envoie au modèle de durée de vie du module. De cette manière, les TSEP sont toujours recalculés suivant l'évolution du système. Les indicateurs de défaillances obtenus par cette méthode donneront une indication pertinente de la défaillance, le biais imposé par la température étant supprimé ici.

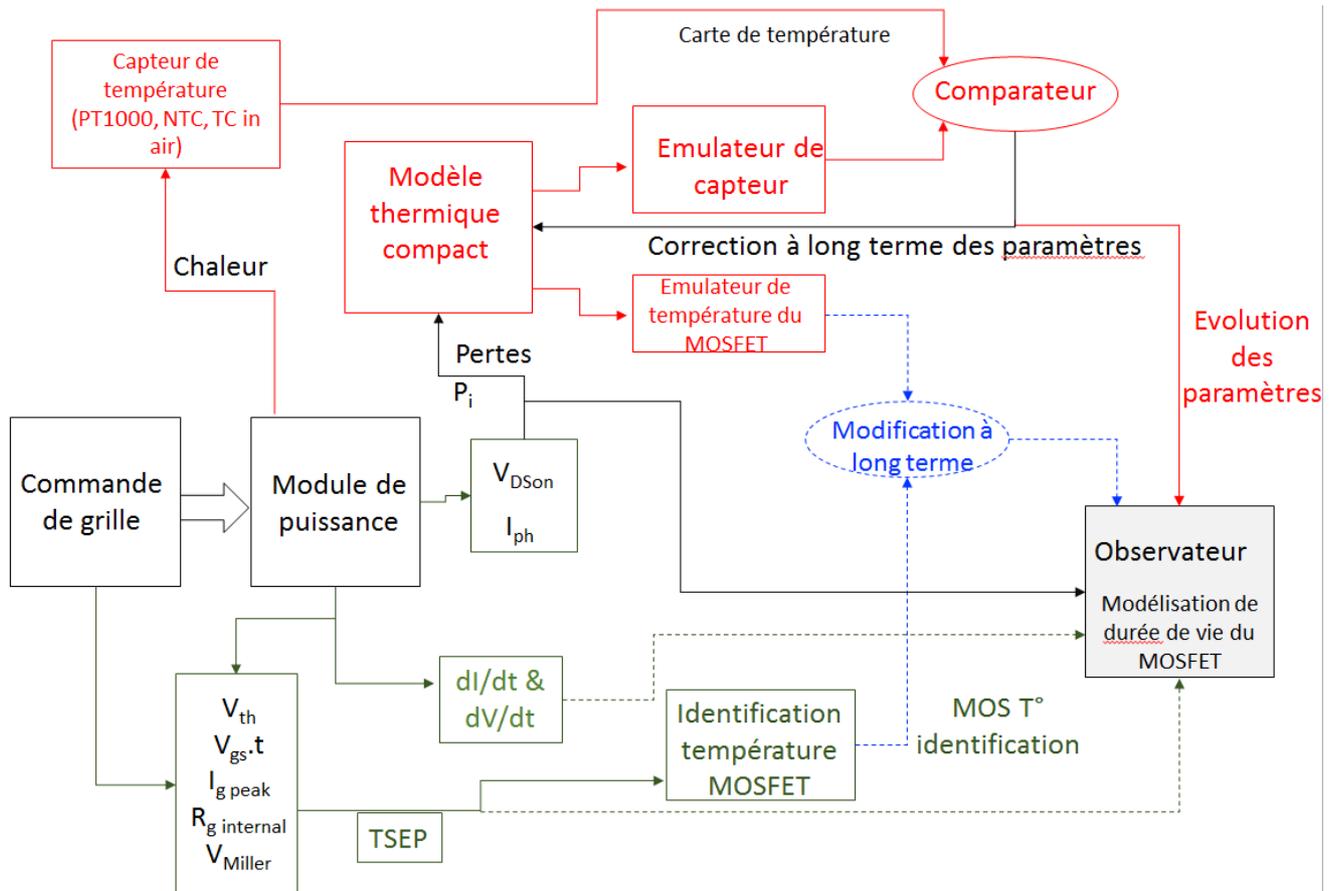


Figure 3 : Approche de « Health-monitoring » créée pour le projet

#### 4. Approche expérimentale du suivi de l'état de santé des modules

Avant de réaliser un « Health-monitoring » en ligne, il est important de connaître les limites de fiabilité du module créé par le projet. Cette interrogation peut être levée par la réalisation de tests de vie accélérée. Dans ces tests, des facteurs d'accélération pertinents doivent être trouvés afin de déclencher les modes de défaillances attendus en nominal. Le but de ces tests est de fixer la limite de fiabilité d'une technologie donnée en appliquant un niveau de contrainte supérieur au mode nominal tout en déclenchant les mêmes modes de défaillances mais dans un laps de temps plus court. Avant de proposer les choix pour le banc de test un rapide tour d'horizon est présenté dans la sous partie suivante.

##### 4.1. Tour d'horizon sur les tests de vie accélérée des modules de puissance

Dans la littérature, de nombreux tests de vie accélérée ont été pratiqués soit sur des puces seules, packagée ou non, soit sur des modules seuls. Très peu d'études voient l'ensemble comme un système

complet. Le plan de test a été établi par l'analyse des différents types d'études [3, 6, 8, 13].

Comme précisé dans le second paragraphe, les facteurs d'accélération de la dégradation de la grille du MOSFET sont la haute température, un fort courant de drain (court-circuit) ou l'application d'une forte tension sur la grille de manière continue. Afin d'obtenir un facteur d'accélération du mode de défaillance de la grille et non pas des autres parties de la puce et du module, la méthode de la tension de grille continue sera retenue car moins perturbatrice pour l'environnement proche de la puce.

Concernant les modes de défaillances du module, la littérature nous montre que le cyclage thermique semble accélérer la majeure partie des défaillances attendues. Pour imposer un cyclage thermique, deux méthodes sont possibles : Le cyclage actif ou passif. Le cyclage passif, utilisé par Zhang [12] dans son mémoire de thèse, consiste à placer le module dans une enceinte climatique régulée avec une température variant de  $-55^{\circ}\text{C}$  à  $180^{\circ}\text{C}$ . Cette méthode impose des contraintes thermomécaniques sur les composants et déclenche les modes de défaillances attendus dans un module de puissance. De tels tests ne permettent pas de déclencher un mode de défaillance ciblé, l'ensemble du module subira les contraintes de la même manière.

Cependant, dans le milieu aéronautique, de tels cyclage passifs sont observés en fonctionnement et les mécanismes de défaillances déclenchés par ces tests mériteraient une étude spécifique. Le cyclage passif n'a pas été choisi pour le projet pour deux raisons. En fonctionnement le module ne subira pas une si grande plage de température ambiante et le but des tests de vie accélérés est de trouver des signatures de défauts pour chaque modes de défaillance. Or le cyclage passif ne permet pas de dé-corréler les défauts les uns des autres. Une étude menée par Jiang [4], montre que le cyclage actif est plus représentatif des contraintes en fonctionnement car la distribution en température dans le module est créée par l'échauffement de la puce. Cette étude explique également qu'en jouant sur les limites inférieures et supérieures de la température ainsi que sur la durée des cycles, il est possible d'exciter certains modes de défaillances plus que d'autres.

#### 4.2. Description du plan de tests de vie accélérée

##### 4.2.1. Description du module de test

Le module de puissance proposé par les partenaires est un module encapsulé, les connectiques de types fils d'interconnexion sont supprimées à l'instar d'une technologie de circuit imprimé flexible qui est pressé sur les éléments du module. Pour réaliser les tests de fiabilité, un module simplifié constitué d'un seul bras de convertisseur avec un seul MOSFET par interrupteur a été réalisé afin d'être capable d'isoler au mieux les modes de défaillances.

##### 4.2.2. Tests de fatigue de la grille du MOSFET

Pour déclencher les modes de défaillances propres à la grille du MOSFET, le test HTGB<sup>1</sup> a été choisi. Deux types de tests HTGB seront réalisés, le premier avec une tension de grille positive supérieure à la tension usuelle et le second avec une tension de grille négative inférieure à la tension usuelle. Chaque test HTGB sera réalisé sur 4 modules identiques afin de vérifier la répétabilité du comportement des indicateurs. Les indicateurs observés durant ce test seront la tension de seuil, le courant de fuite de drain, la résistance à l'état passant et le courant de fuite de grille.

##### 4.2.3. Tests de cyclage de puissance actif (CPA)

Les tests CPA ont été conçu pour déclencher différents modes de défaillance et essayer de dé-corréler les modes de défaillances de grille, de ceux de la métallisation ou encore de ceux des éléments de report.

Le premier test consiste en des cycles thermiques longs créés par l'auto-échauffement du MOSFET sous

un courant nominal. Le but est de déclencher une diffusion de la température à travers toutes les couches du module à chaque cycle. Cette diffusion de température devra déclencher les modes de défaillances concernant la métallisation, les reports de soudure ainsi que le substrat. Un second test est composé de cycles thermiques courts, également permis par l'auto-échauffement du MOSFET soumis à un courant supérieur à son nominal. Ce test permettra de déclencher des pièges de charge dans l'oxyde de grille ainsi que la reconstruction métallique de la métallisation supérieure. Pendant les deux types de tests CPA, nous relèverons, le courant de saturation, la tension de seuil, la résistance à l'état passant, la tension en conduction et la résistance thermique. Le courant de saturation sera utilisé comme TSEP car il est une image de la température au point le plus chaud de la puce. Une phase de calibration, décrite dans le paragraphe suivant, a été réalisée et montre déjà qu'un protocole rigoureux est nécessaire pour obtenir une corrélation précise entre le courant de saturation et la température. En effet, comme l'état de charge de la grille crée un biais dans la valeur du courant de saturation, la calibration repasse par un état « off », avec une tension de grille de -5 V entre chaque mesure afin de réinitialiser l'état de charge de la grille.

Le croisement de tous ces indicateurs dans les deux types de test devrait permettre de dissocier les différents modes de défaillances. Pour des raisons de répétabilité, les tests CPA seront également réalisés sur 4 modules identiques. Dans la majeure partie des tests, seul le MOSFET du bas du bras sera testé, le MOSFET du haut subira des tests sur sa diode interne en un protocole de test spécifique en suivant la température de jonction, le courant de fuite de drain et la tension inverse afin d'assurer le fonctionnement complet des modules de puissance.

#### 4.3. Calibration du TSEP

Comme nous l'avons établi précédemment, la calibration du courant de saturation doit être réalisée au fil du vieillissement et comporte plusieurs phases jusqu'au calcul de la température estimée au plus chaud du cyclage. Pour réaliser ces calibrations, le module et ses cartes électroniques associées sont placés sur une plaque chauffante au sein d'un milieu adiabatique (laine de verre) comme montré fig. 4.

<sup>1</sup> High Temperature Gate Bias : test établi dans JEDEC: Global Standards for the Microelectronics industry

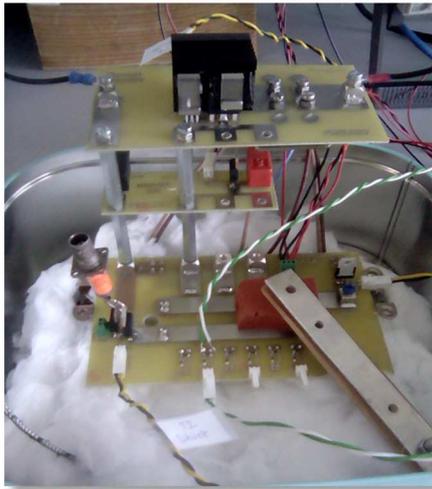


Figure 4 : Module en calibration

La plaque chauffante est réglée à différentes températures entre 40 et 150°C, un thermocouple supplémentaire placé au niveau de la semelle du composant et une thermistance placée à l'intérieur du module permettent d'assurer qu'une température est établie de manière permanente et que tout le module, puce comprise, subit une température ambiante connue. Pour chacune des températures, la transconductance du MOSFET est tracée. Il s'agit du lien entre le courant de saturation et la tension de grille lorsque que la tension de drain est fixée (ici 10 V). Les caractéristiques obtenues sont représentées fig. 6.a Le modèle régissant l'évolution de ces courbes est difficile à établir sur cette plage d'évolution de la tension de grille. Nous ne pourrions donc pas tirer l'information de température en ligne à partir de cette seule caractéristique. Pour déterminer la température plus rapidement en ligne nous suivons le protocole suivant :

- Chacune des transconductances peut être approximée par la fonction :

$$I_{DS} = (p_3 \cdot V_{GS} + p_4) e^{(p_1 \cdot V_{GS} + p_2)} \quad (1)$$

Chacun des paramètres  $p_i$  est obtenu par un algorithme génétique et est propre à une température. Fig. 6.b illustre cette approximation.

Grâce à la fonction obtenue, l'expression du courant de saturation en fonction de la température est possible à tension de grille connue. Cette nouvelle caractéristique est présenté fig. 6.c. On remarque que ces caractéristiques peuvent être approximées par la fonction :

$$I_{DS} = A e^{B \cdot T} \quad (2)$$

Lors de l'enregistrement des valeurs de A et B, on remarque que ces dernières ne dépendent que de la tension de grille (fig. 6.d) via l'ensemble de fonctions :

$$\begin{cases} A = C_1 e^{C_1 \cdot V_{GS}} \\ B = C_3 \cdot V_{GS} + C_4 \end{cases} \quad (3)$$

Pour obtenir de manière directe la température en ligne grâce au relevé de la tension de grille et du courant de saturation, on peut donc appliquer la formule suivante, combinaison de (2) et (3) :

$$T(V_{GS}, I_{DS}) = \frac{1}{C_3 \cdot V_{GS} + C_4} \ln \left( \frac{1}{C_1 e^{C_1 \cdot V_{GS}}} \right) \quad (4)$$

Les paramètres  $C_i$  seront donc propres à chaque calibration et pourront changer au cours de la vie d'un même MOSFET.

La formule ainsi obtenue sera utilisée après un cycle de chauffe afin de déterminer la température à la fin du dit cycle de chauffe. Le schéma présenté fig. 6 illustre le principe. Trois mesures successives de la tension de grille et du courant de saturation permettront d'évaluer la température à des moments connus de la phase de refroidissement et ainsi de remonter à la température la plus haute atteinte en cycle de chauffe par une méthode d'extrapolation

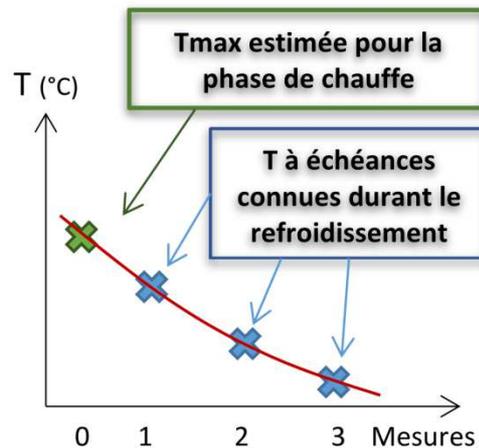
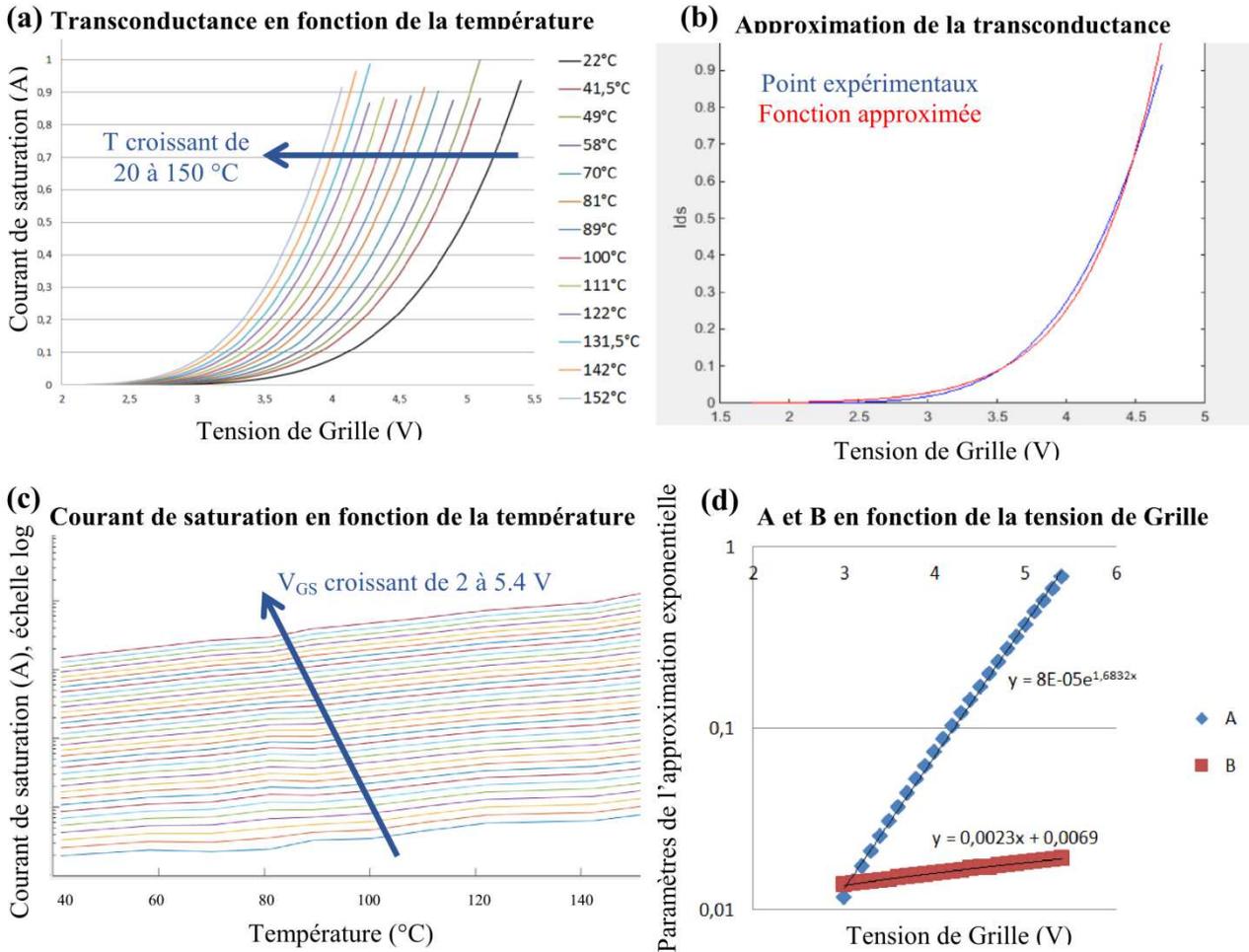


Figure 5 : Extrapolation de la température maximale atteinte pendant la chauffe

#### 4.1. Description du banc de test PCA

Comme présenté Fig. 7.a sur le schéma de principe, le banc de test CPA est composé d'un circuit de puissance pour déclencher l'auto-échauffement du MOSFET étudié, noté DUT. Un autre circuit permet de mesurer la valeur du courant de saturation grâce à un système de shunt ( $1\Omega$ ) applicable uniquement durant cette phase. Enfin, un dernier circuit permet de venir réaliser un « double pulse ». Cette méthode permet de réinitialiser les capacités internes du MOSFET puis de caractériser au mieux sa commutation. Cette étape sera utilisée pour obtenir la tension de seuil via le palier Miller et mesurer la résistance à l'état passant sur le plateau du deuxième pulse.

La Fig. 7.b montre les séquences de commandes des différents interrupteurs pour comprendre où se placent les phases de caractérisation au sein du cyclage thermique. Sur cette figure, les temps à l'échelle ne peuvent être représentés graphiquement car les phases de chauffe ont une durée de l'ordre de la seconde et celles de caractérisation de l'ordre de la microseconde. Les phases de caractérisation, que sont le « double pulse » et la mesure du courant de saturation, doivent être mise en place au plus près de la fin du cycle de chauffe afin d'être le plus représentatif de la température maximale atteinte durant la phase de chauffe.



**Figure 5 :** (a) Transconductance suivant la température de la puce, (b) Approximation de la transconductance par la fonction (1), (c) Courant de saturation en fonction la température grâce aux fonctions précédemment extrapolées, (d) lien entre les paramètres de (c) et la tension de grille.

Des premiers tests d'acquisition ont été menés pour valider l'enchaînement des séquences et l'exactitude des mesures enregistrées. L'automatisation d'un cyclage complet est en cours de réalisation. Ce premier cyclage devra tout de même être supervisé afin de vérifier que le cyclage est assez sévère pour déclencher un mécanisme de défaillance dans un temps raisonnable, de l'ordre de la semaine. Il faudra également s'assurer de la sécurité de l'installation puisque que le module pourra montrer une défaillance à n'importe quel moment et enfin il faudra s'assurer du bon conditionnement des données engendrées par ce

cyclage afin que l'exploitation soit possible. Dans l'actuelle interface de contrôle du banc, il est prévu de placer les caractérisations tous les n cycles de chauffe. Ce premier cyclage va également nous permettre de choisir ce nombre n afin de ne pas encombrer nos bases avec des résultats de début de cyclage qui ne seraient pas pertinents et de risquer de manquer d'information sur la fin de la vie du module. Il faudra certainement avoir une échéance réglable en fonction de l'évolution des indicateurs de défauts.

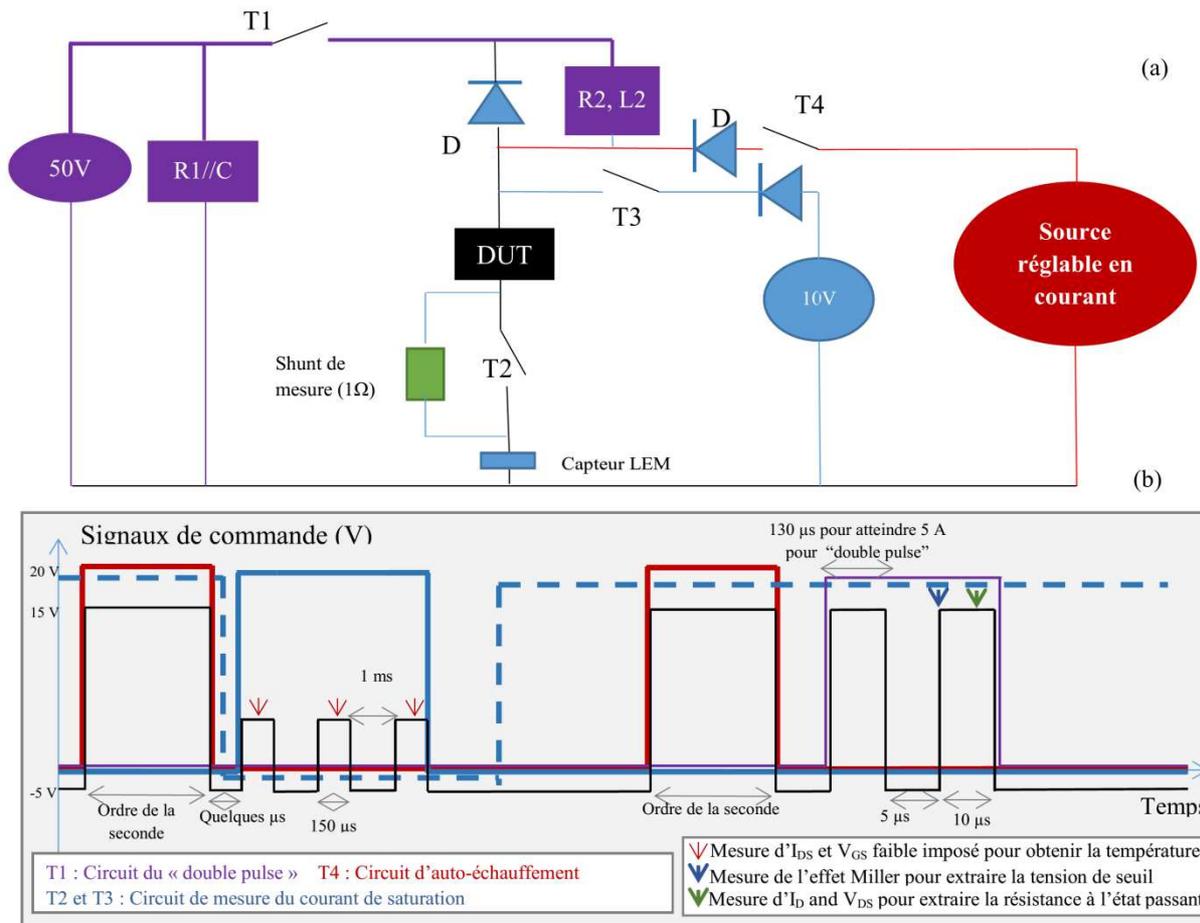


Figure 6 : (a) Test de cyclage de puissance actif, (b) signaux de commande

## 5. Conclusion

Dans cet article, un rapide tour d'horizon des modes de défaillances attendus a été réalisé. Le niveau de fiabilité toujours plus élevé a poussé les chercheurs et les industriels à trouver des méthodes pour caractériser et comprendre ces modes de défaillances. De nombreuses études sur la fiabilité des MOSFET SiC et des modules à base d'IGBT ont été publiées. Ces études ont été les fondations de l'établissement d'un plan de tests dans le but d'établir une approche de « Health-monitoring » sur les modules de puissance à base de MOSFET SiC. L'établissement du banc de test, avec ses verrous technologiques que sont la précision et la possibilité de mesure ainsi que les corrélations entre indicateurs, température et vieillissement, a été discuté. Un schéma logique présentant l'approche de « Health-monitoring » créé pour le projet a été détaillé en expliquant les interactions entre modèle thermique et électrique. La réalisation physique du banc de test PCA a également été décrite, la fonctionnalité de ce banc a été vérifiée. Il reste à faire cycliser les modules du projet pour obtenir les premières données et commencer à mettre en œuvre un traitement de données nous permettant d'arriver au diagnostic de

défaut en ligne et au pronostic de la durée de vie restante.

## 6. Remerciements

Le travail effectué n'a pu être réalisé que grâce au soutien de l'Union Européenne à travers le projet du programme Horizon 2020 N°636170. Les partenaires industriels DYNEX, SIEMENS, AIRBUS, LABINAL et les partenaires académiques École polytechnique de Zurich, Université de Sheffield ont travaillé de concours à l'élaboration du projet et donc du module qui subira l'étude de fiabilité.

### Références

- G. Bower, P. Rogan, J. Kozlowski and M. Zugger, "SiC power electronics packaging prognostics," *IEEE Aerospace conference*, 2008.
- L. Dupont, and Y. Avenas, "Preliminary evaluation of thermo-Sensitive Electrical Parameters based on the forward voltage for Online Chip Temperature Measurements of IGBT Devices", *IEEE transactions on industry applications*, vol. 51, No. 6, pp. 4688-4698, 2015.
- C. Durand, M. Klinger, D. Coutellier, and H. Naceur, "Confrontation of failure mechanisms observed during active power cycling tests with finite

element analyze performed on a mosfet power module,” *14<sup>th</sup> International Conference on Thermal, Mechanical and multi-physics simulation and experiments in microelectronics and microsystems (EuroSimE)*, pp. 1-4, April 2013.

N. Jiang, M. Chen, S. Xu, W. Lai, G. Bing, Y. Chen, “Lifetime evaluation of solder layer in an IGBT module under different temperature levels”, *8<sup>th</sup> International power electronics and motion control IEEE conference (IPEMC-ECCE Asia)*, pp. 3137-3141, 2016.

M. Musallam, C. Johnson, C. Yin, H. Lu, and C. Bailey, “Real-life expectancy estimation in power modules,” *Electronic System-integration Technology Conference*, pp. 231–236, 2008.

R. Ouaida, M. Berthou, J. Leon, X. Perpina, S. Oge, P. Brosselard and C. Joubert, “Gate oxide degradation of sic mosfet in switching conditions,” *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 35, no 12, pp. 1284–1286, December 2014.

D. Othman, S. Lefebvre, M. Berkani, Z. Katir, A. Ibrahim, and A. Bouzourene, “Investigation of 1.2 kV SiC MOSFET for Aeronautics Applications”, *15<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications*, 2013.

T. Santini, M. Sebastien, M. Florent, L-V. Phung and B. Allard, “Gate oxide reliability assesment of sic mosfet for high temperature aeronautic applications,” *ECCE Asia, IEEE*, pp. 385–391, June 2013.

J. Schrock, B. Pushpakaran, A. Bilbao, W. Ray, E. Hirsch, M. Kelley, S. Holt, and S. Bayne, “Failure analysis of 1200V/ 150 A sic mosfet under repetitive pulsed overcurrent conditions,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, no. 99, pp. 1–1, 2015.

S. Yang, D. Xiang, A. Bryant, P. Mawby, L. Ran, and P. Tavner, “Condition Monitoring for Device Reliability in Power Electronic Converters: A Review”, *Transactions on Power Electronics IEEE*, vol. 25, pp. 2734-2752, 2010.

Y. Yuan, D. Xiang, and C. Ning, “ Self\_calibration for IGBT Junction Temperature measurement in power converter”, *8<sup>th</sup> International power electronics and motion control IEEE conference (IPEMC-ECCE Asia)*, pp. 3125-3130, 2016.

L. Zhang, “Feasibility study on SiC-based Power Modules for high temperature applications”, PhD report, chapter 3, Sciences and technologies University of Bordeaux, 2012.

Y. Zhong, C. Li, and D. Xu, “A novel method for online junction temperature measurement of power modules”, *8<sup>th</sup> International power electronics and motion control IEEE conference (IPEMC-ECCE Asia)*, pp. 3120-3124, 2016.

# Commande sans capteur mécanique de la Machine à Réductance Variable – Méthodes d'estimation de la position

Abdoulaye SARR, Imen BAHRI, Demba DIALLO

GeePs : Laboratoire Génie Electrique et Electronique de Paris (CNRS, Centrale Supélec, UPMC, Univ. Paris Sud)  
91192 Gif sur Yvette

abdoulaye.sarr@geeps.centralesupelec.fr

**Résumé :** Grâce à sa structure simple, son coût faible et sa robustesse ; la Machine à Réductance Variable (MRV) représente aujourd'hui un potentiel candidat dans les entraînements à vitesse variable tels que les applications éoliennes, automobiles et aéronautiques. Toutefois, l'utilisation de capteurs de position pour le contrôle de la machine présente des inconvénients : D'une part cela augmente le coût et l'encombrement, d'autre part, la sécurité des usagers est mise en jeu en cas de défaillance ou de perte du capteur. Ce papier présente deux méthodes d'estimation de la position. La première est basée sur la technique d'injection, elle consiste à envoyer des impulsions de tension dans chaque phase non active de la machine, puis en se basant sur la caractéristique de l'inductance, il est possible de trouver la position. La seconde est une méthode passive, elle utilise les grandeurs électriques et la caractéristique de flux pour trouver la position. Les résultats de simulation montrent que ces deux méthodes sont complémentaires et donnent une bonne estimation de la position respectivement en basse et haute vitesse. Une validation expérimentale de la seconde méthode est réalisée sur une carte FPGA. Les résultats expérimentaux confirment la simulation et montrent qu'elle donne une bonne estimation de l'angle à haute vitesse avec une erreur moyenne d'environ 2°.

Mots clés : MRV, Commande sans capteur, DSP, FPGA, Caractéristique du flux, caractéristique de l'inductance

## 1. Introduction

Grâce à l'avènement de l'électronique de puissance et l'amélioration des systèmes d'alimentation et des systèmes de calcul informatique, les machines électriques occupent une place de plus en plus importante dans les applications industrielles et dans les transports. Traditionnellement, la Machine à Courant Continu (MCC), la Machine Asynchrone (MA) puis la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) étaient les actionneurs les plus utilisés grâce à leur contrôle facile, leur forte puissance et leur bon rendement. Mais depuis quelques décennies, la Machine à Réductance Variable (MRV) attire de plus en plus l'attention des chercheurs et des industriels et se positionne comme une réelle alternative dans les transports, les systèmes de traction et les unités de conversion de l'énergie éolienne [1] [2].

Cette machine présente des caractéristiques intéressantes qui suscitent actuellement un grand intérêt dans le milieu académique et industriel. En effet, grâce à son rotor passif, composé uniquement de matériaux ferromagnétiques et dépourvu de tout enroulement électrique, la MRV présente une structure simple et un faible moment d'inertie. L'absence de système balais-collecteur lui confère une certaine robustesse et une maintenance relativement facile. L'absence d'aimants au rotor réduit considérablement le coût de la machine et lui permet de fonctionner dans des environnements sévères sous des températures élevées. L'indépendance des différentes phases font que la MRV est une machine intrinsèquement robuste

et tolérante aux défauts, capable de continuer à fonctionner en présence d'un défaut sur une ou plusieurs phases, contrairement aux autres machines où un défaut sur une phase peut sérieusement affecter les autres phases à cause du couplage magnétique mutuel des enroulements. La tolérance aux défauts est aujourd'hui un critère très important dans les applications critiques, notamment dans les systèmes automobiles et avioniques, où la sécurité des personnes et des équipements est engagée. La machine à réductance variable est donc un candidat potentiel pour de telles applications.

Malgré ses avantages, l'utilisation de la MRV dans le milieu industriel reste marginale. En effet la MRV est handicapée par un certain nombre d'inconvénients qui se résument en un bruit acoustique important (qui peut être d'origine mécanique, électromagnétique et aérodynamique), une forte ondulation de couple qui est due à l'alimentation successive des différentes phases. Des travaux de recherche à la fois sur la conception et sur la commande de la machine sont en train d'être menés pour réduire les vibrations et les ondulations de couple de la MRV [3] [4].

En outre, La commande de la MRV exige la connaissance de la position du rotor à chaque instant afin d'alimenter correctement ses différentes phases. Traditionnellement un capteur mécanique est placé sur l'arbre du rotor afin de mesurer sa position. Cependant, l'utilisation de capteur mécanique augmente le coût global et l'encombrement de l'entraînement, en plus, les capteurs mécaniques sont entachés de bruit et peuvent être défaillants, ce qui réduit la fiabilité et la robustesse de la

MRV. Par conséquent, la recherche de nouvelles lois de commande plus performantes avec un contrôle sans capteur mécanique (dénommée sensorless control) représente aujourd'hui un axe de recherche important.

Un état de l'art des différentes méthodes de contrôle sensorless de la MRV est présenté dans [5]. Plusieurs stratégies de commande sensorless ont été proposées ces dernières années. Malgré des avancées significatives, aucune n'est parvenue jusque-là à remplacer le capteur de position sans considérablement dégrader les performances de la machine. Le principe général de toutes les méthodes sensorless rencontrées dans la littérature repose sur les caractéristiques de la machine telles que le réseau de flux et le réseau d'inductance pour trouver une estimation de la position. Dans l'article [6], une commande sensorless de la MRV basée sur l'estimation du vecteur inductance est proposée. Cette méthode ne nécessite pas une connaissance a priori de la caractéristique électromagnétique de la MRV. Elle est basée sur la technique d'injection, elle exploite la différence de pente du courant (pendant les phases de montée et de descente) pour estimer l'inductance, puis, une décomposition orthogonale du vecteur inductance est proposée pour trouver la position. Cette technique d'estimation est relativement facile à implémenter, par contre, elle demande un espace mémoire assez important. L'article [7] présente une version améliorée de la technique d'injection classique. Ici l'impulsion de tension est appliquée judicieusement dans la région où l'inductance est minimale afin de minimiser la création indésirable de couple négatif due à l'injection de courant dans la partie décroissante de l'inductance. Cette méthode donne des résultats satisfaisants en basse et moyenne vitesse. Des méthodes d'estimation basées sur la caractéristique de flux sont présentées dans [8] [9]. Elles exploitent le réseau de courbes flux-courant-position de la MRV. Le flux est calculé en mesurant le courant et la tension de phase, puis, la position est estimée en utilisant la table reliant le flux, le courant et la position. Généralement cette méthode est utilisée en haute vitesse. Il existe aussi d'autres techniques d'estimation de la position basées sur les réseaux de neurones artificiels [10] [11], sur la logique floue [12] [13] et sur les observateurs [14] [15].

Dans ce papier, nous proposons deux méthodes d'estimation de la position du rotor de la MRV. En fait, l'objectif serait de combiner convenablement ces deux méthodes afin de fournir une estimation continue de la position sur toute la plage de vitesse sans dégrader les performances de la MRV. La première sera nommée méthode-inductance. C'est une méthode active basée sur l'estimation de l'inductance en injectant un train impulsions de tension sur une phase non-active de la machine. La seconde sera nommée méthode-flux. C'est une méthode passive basée sur l'estimation du flux en mesurant le courant et la tension de phase. Le papier est organisé comme suit : La partie II présente la structure et principe de fonctionnement de la MRV. Le principe des deux méthodes sensorless et les résultats de simulation et expérimentaux sont présentés dans les

parties III et IV. Enfin des conclusions et des perspectives sur les travaux futurs ferment ce papier.

## 2. Structure et Principe de fonctionnement de la MRV

Le fonctionnement de la Machine à Réductance Variable repose sur le principe du flux maximal. L'alimentation à tour de rôle des différentes phases crée un flux magnétique au stator. Le rotor s'oriente suivant les lignes de champs de telle sorte que le flux qui le traverse soit maximal. Un mouvement de rotation continu peut être entretenu en synchronisant parfaitement l'alimentation des phases et la position du rotor. Ce principe a été mis en œuvre pour alimenter les premiers actionneurs électromagnétiques et quelques applications ont très vite vu le jour notamment dans la génération de courants hautes fréquences (quelque dizaines de KHz) dans les fours à induction et dans les relais électromagnétiques.

Notre étude porte sur une structure 8/6 4-phases. C'est une Machine à Réductance Variable à Double Saillance, composée d'un rotor complètement passif, constitué d'un empilement de tôles ferromagnétiques de  $N_r = 6$  dents et d'un stator lui aussi en fer doux comportant  $N_s = 8$  dents, autour desquelles sont enroulés des conducteurs. Le nombre de phases de la machine est noté  $q = 4$ . Chaque phase est constituée de deux enroulements concentrés diamétralement opposés (Fig. 1).

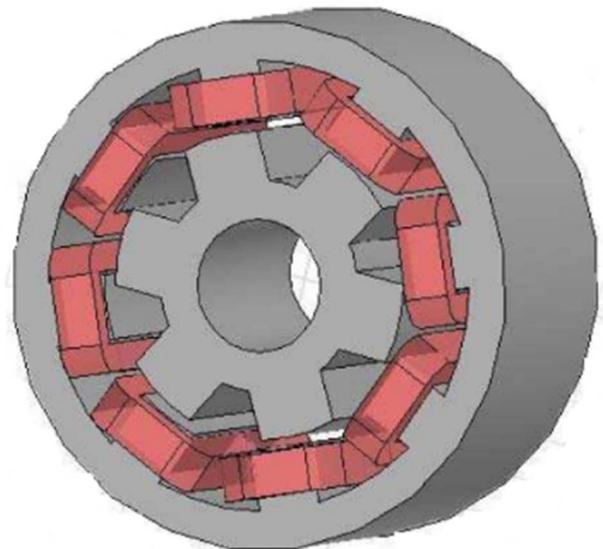


Figure 1 : MRV 8/6

Cette machine a la particularité d'être constituée de plusieurs phases quasi-indépendantes. Le couplage mutuel entre les différentes bobines est négligeable. L'étude du fonctionnement de la machine peut donc se réduire à l'étude de la structure monophasée 2/2 ( $N_s = 2$  pôles statoriques et  $N_r = 2$  pôles rotoriques) représentée à la Figure 2.

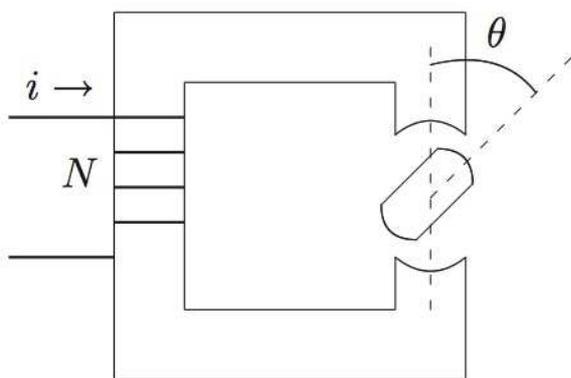


Figure 2 : Structure monophasée

On peut remarquer, sur la structure monophasée, que la périodicité de l'angle mécanique est  $\pi$ . Plus généralement, l'angle électrique et l'angle mécanique sont liés par la relation :  $\theta = N_r \cdot \theta_m$ . Sur une période électrique, la structure monophasée présente deux positions remarquables

- **La position de conjonction** où la longueur de l'entrefer ( $e$ ) est minimale (alignement des dents), elle correspond à l'inductance maximale  $L_M$
- **La position d'opposition** où la longueur de l'entrefer est maximale (les dents sont les plus éloignées possible), elle correspond à l'inductance minimale  $L_m$ .

Les Figure 3 et 4 représentent les caractéristiques de magnétisation de la MRV. Elles sont définies par les courbes de l'inductance et de flux en fonction du courant et de la position. Elles sont obtenues par un calcul éléments finis. Les valeurs discrètes du courant vont de 0 à 100 A (courant max) et les valeurs discrètes de position vont de 0 à 360° électrique. Les courbes représentatives du flux (et de l'inductance) sont comprises entre deux valeurs limites extrêmes qui correspondent aux positions d'opposition et de conjonction. Pour de faibles valeurs de courant (inférieures à 20 A), le réseau de flux est linéaire (l'inductance est indépendante du courant, elle varie qu'avec la position). Au fur et à mesure que le courant augmente, l'effet de la saturation du circuit magnétique commence à apparaître. Cela conduit à une non linéarité des courbes surtout en position de conjonction où les dents statoriques et rotoriques s'alignent. Les deux méthodes d'estimation de la position proposées dans ce papier reposent sur ces deux caractéristiques. En effet, connaissant la valeur de l'inductance (ou du flux) et en mesurant la valeur du courant, il est possible de trouver une estimation de la position en utilisant la caractéristique d'inductance (méthode-inductance) ou la caractéristique de flux (méthode-flux).

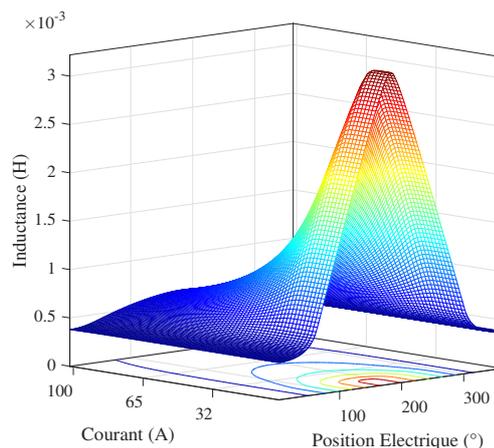


Figure 3 : Caractéristique de l'inductance

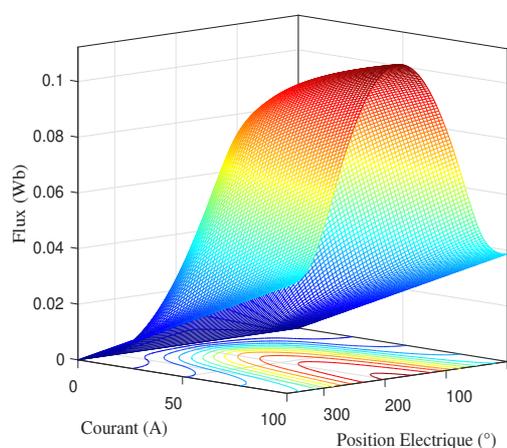


Figure 4 : Caractéristique de flux

### 3. Estimation de la position utilisant la méthode-inductance

La méthode d'injection consiste à envoyer des impulsions de tension sur une phase non active de la machine. On vient donc superposer au signal fondamental d'alimentation de la machine un signal secondaire d'excitation, le courant résultant de l'injection contient l'information sur la position du rotor.

La Figure 5 montre un exemple d'une séquence d'alimentation des phases sur une période électrique.  $\psi$  est l'angle d'amorçage (début de magnétisation de la phase),  $\theta_p$  la durée de magnétisation. Les signaux  $C_i$ ,  $i = (1, 2, 3, 4)$ , donnent les intervalles de conduction des phases : Si  $C_i = 1$ , la phase  $i$  est active sinon elle est inactive.

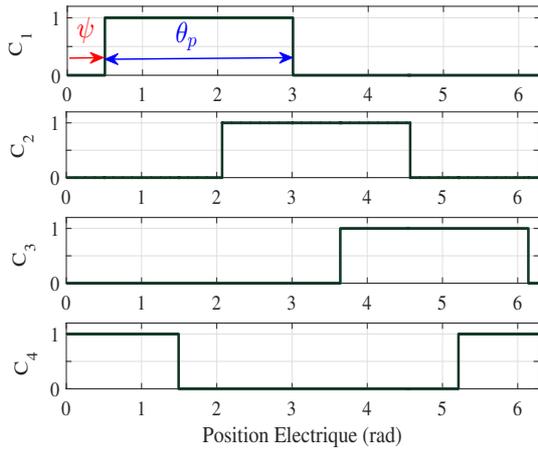


Figure 5 : Intervalle de conduction

Le principe de la méthode d'injection est montré sur la Figure 6. Lorsqu'une phase est inactive (i.e. quand l'inductance est dans sa région décroissante), on vient l'exciter par un train d'impulsions de tension à haute fréquence de période et d'amplitude bien déterminées. L'équation de la tension aux bornes d'une phase de la machine est donnée par (1), où  $U$  est la tension,  $i$  le courant d'une phase,  $R$  la résistance d'une phase statorique,  $L$  l'inductance,  $\theta$  est la position électrique,  $E$  représente la force contre-électromotrice (fcm), proportionnelle à la vitesse de rotation et au courant.

$$U = R \cdot i + L(i, \theta) \cdot \frac{di}{dt} + E \quad , \quad E = \omega \cdot i \cdot \frac{dL}{d\theta} \quad (1)$$

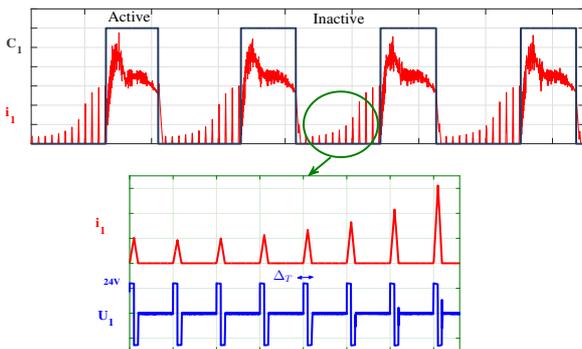


Figure 6 : Principe de l'injection

A basse vitesse et pour des courants faibles, la chute de tension au niveau de la résistance et la fcm sont négligeables. En appliquant une impulsion de tension  $U$  de durée  $\Delta T$  faible et en mesurant le courant crête  $i_{pic}$ , on peut trouver une estimation de l'inductance par la relation

$$\hat{L}(i, \theta) = U \cdot \frac{\Delta T}{i_{pic}} \quad (2)$$

L'estimation de la position est obtenue à partir de la caractéristique de l'inductance reliant l'inductance le

courant et la position. La Figure 7 donne un schéma synoptique de la méthode. L'injection est faite successivement sur les quatre phases de la machine. Chacune fournit la position pendant un quart de période ( $90^\circ$  électrique). Puis un mapping est fait pour trouver la position réelle du rotor en sélectionnant la bonne phase à partir des signaux de conduction  $C_i$ .

$$\hat{\theta} = f^{-1}(i, \hat{L}) \quad (3)$$

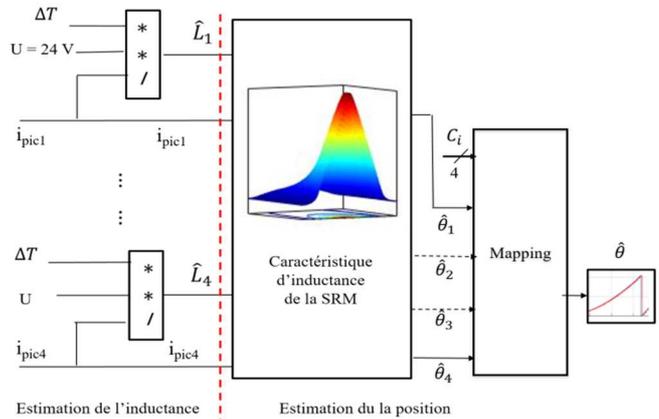


Figure 7 : Schéma de principe de la méthode-inductance

Dans la méthode d'injection classique, la période de l'impulsion de tension  $\Delta T$  est constante. Donc, lorsque la vitesse augmente, le nombre d'impulsions pendant un cycle électrique diminue. Par conséquent, on n'a pas suffisamment d'information pour trouver une estimation précise de la position en haute vitesse. (H) outre, l'équation simplifiée (2) n'est plus valable à cause de la force contre-électromotrice non négligeable en haute vitesse. C'est pour cette raison que la technique d'injection est principalement utilisée pour les applications basse vitesse. Pour résoudre ce problème, on se propose de calculer la durée de l'impulsion  $\Delta T$  en fonction de la vitesse de rotation  $\omega$  de telle sorte que le nombre d'impulsions  $N$  sur un cycle électrique reste le même ( $N = 20$  pulses ici), gardant ainsi la même qualité d'estimation aussi bien en basse vitesse qu'en haute vitesse.

$$\Delta T = \frac{2\pi}{N \cdot \omega} \quad (4)$$

La Figure 8 montre les résultats de simulation pour différentes vitesses de rotation. On a représenté la position mesurée par le capteur  $\theta$ , la position estimée  $\hat{\theta}$  et l'erreur d'estimation  $\epsilon = \theta - \hat{\theta}$ . Comme attendu, cette méthode donne une bonne estimation en basse vitesse.

Les positions mesurées et estimées se superposent parfaitement à 300 et 800 tr/mn avec une erreur moyenne inférieure à  $1^\circ$ . L'estimation est peu dégradée en haute vitesse mais elle reste satisfaisante avec une erreur d'estimation d'environ  $2^\circ$  à 3000 tr/mn.

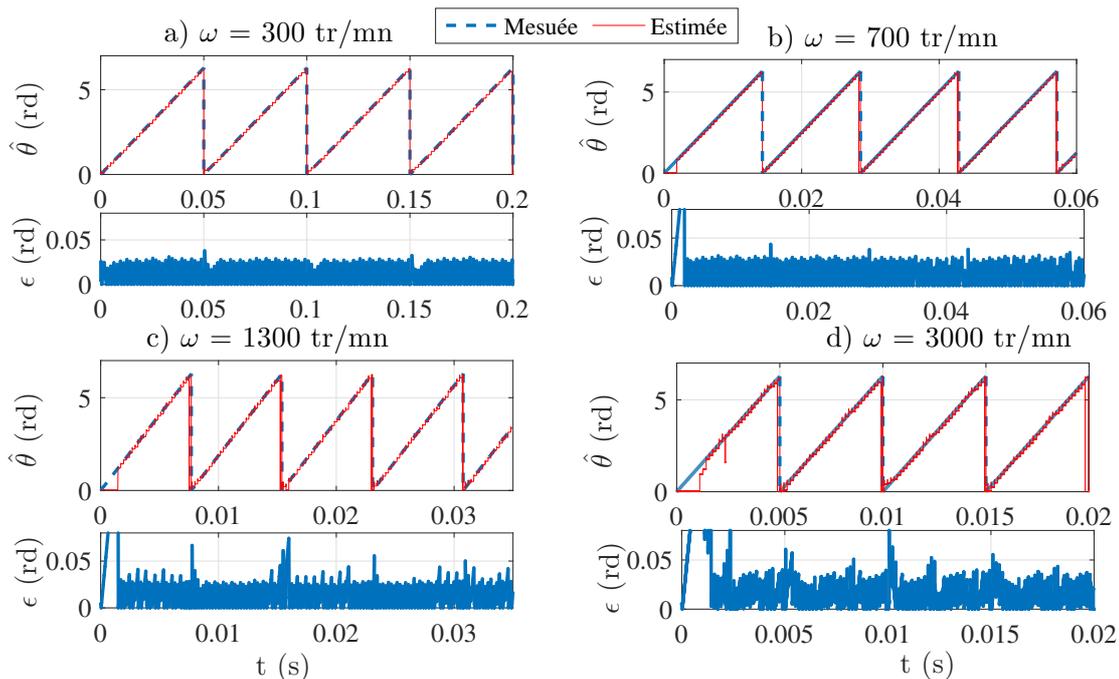


Figure 8 : Résultats de simulation de la méthode-flux

#### 4. Estimation de la position utilisant la méthode-flux

La méthode-inductance permet une bonne estimation de la position à basse vitesse. En revanche, la précision se dégrade si on augmente la vitesse. Cette méthode est handicapée aussi par la création d'un couple négatif et des pertes Joule supplémentaires due à l'injection de courant dans la région décroissante de l'inductance. Pour résoudre ce problème, on propose une deuxième méthode basée sur l'estimation du flux. C'est une méthode passive qui ne nécessite pas un signal secondaire d'excitation. Elle utilise la mesure du courant et la tension de phase pour trouver une estimation du flux  $\varphi$ .

$$U = R \cdot i + \frac{d\varphi}{dt} \quad \hat{\varphi} = \int (U - Ri) \cdot dt \quad (5)$$

Connaissant le flux et le courant, une estimation de la position est obtenue en utilisant

$$\hat{\theta} = g^{-1}(i, \hat{\varphi}) \quad (6)$$

Le schéma synoptique de cette méthode est représenté à la Figure 9. L'estimation est faite sur les quatre phases de la machine pendant un quart de période puis un mapping permet de choisir la bonne phase en fonction des intervalles de conduction. La principale difficulté de cette méthode est de trouver une estimation précise du flux en intégrant la tension. Cette estimation est d'autant moins précise à basse vitesse à cause du découpage de la tension.

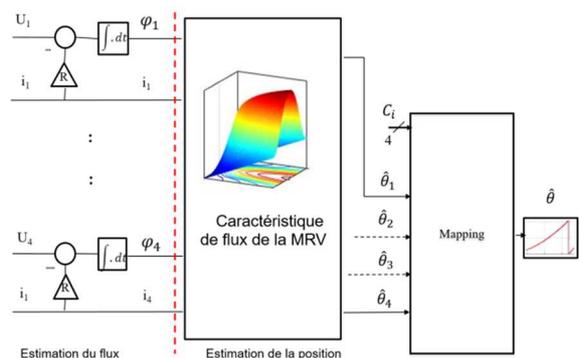


Figure 9 : Schéma de principe de la méthode-flux

La Figure 10 montre les résultats de simulation pour différentes vitesses. On remarque une meilleure estimation en haute vitesse avec une erreur moyenne d'environ  $1.5^\circ$ .

Une validation expérimentale de la méthode-flux est réalisée. La Figure 11 présente le dispositif expérimental. Il est composé d'un PC pour la partie programmation (Matlab-Simulink) et supervision (Control-Desk). La MRV utilisée est de type 8/6 4-phases, ses caractéristiques sont données dans le tableau 1 en annexe. Le contrôle de la MRV est assuré par une boucle externe de régulation de la vitesse et une boucle interne de régulation du courant. La machine est excitée par un convertisseur asymétrique à demi-pont. Afin d'évaluer les performances de notre estimateur, un capteur incrémental est utilisé pour comparer la position estimée à la position réelle du rotor. Un moteur à courant continu est un frein à poudre sont couplés à la MRV pour appliquer un couple de charge variable. La partie numérique du contrôle est constituée d'un processeur DSP DS1005 pour la

régulation de la vitesse et d'une carte FPGA pour la régulation du courant et l'estimation du flux.

La Figure 12 représente les résultats expérimentaux pour différentes vitesses, le couple est fixé à sa valeur nominale. Les courbes représentent la position mesurée par le capteur, la position estimée et l'erreur instantanée de position. Les résultats montrent que la

méthode-flux implémentée sur une cible FPGA est prometteuse. Cependant, cette méthode est handicapée en basse vitesse par des bugs susceptibles d'apparaître à tous les quarts de période, lorsque l'algorithme commute d'une phase à l'autre. Heureusement, la durée de ces bugs est très faible, en plus, ce phénomène disparaît en haute vitesse. L'erreur d'estimation moyenne est de 2°.

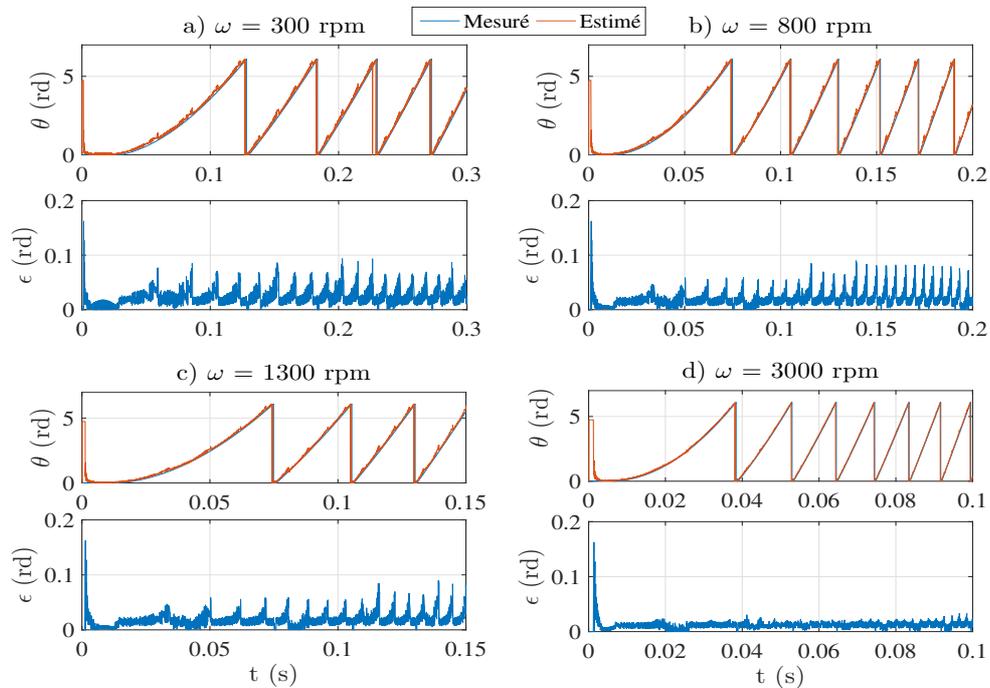


Figure 10 : Résultats de simulation de la méthode-flux

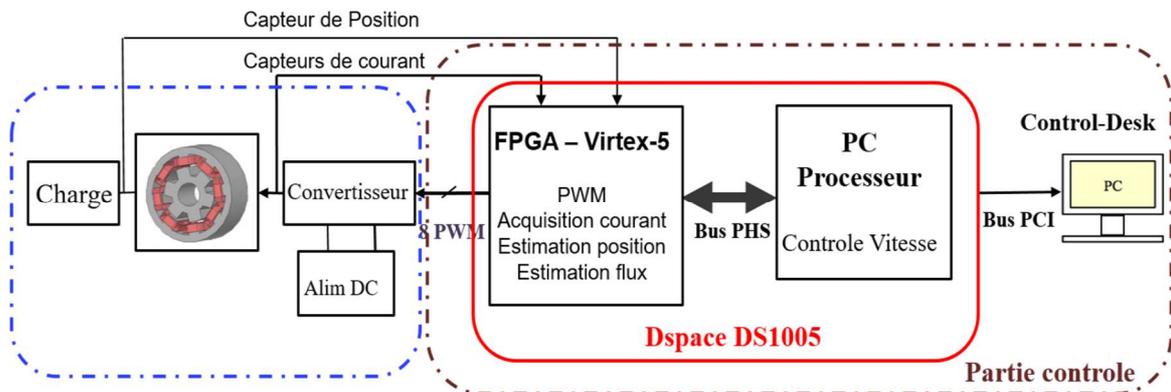


Figure 11 : Schéma bloc du banc expérimental

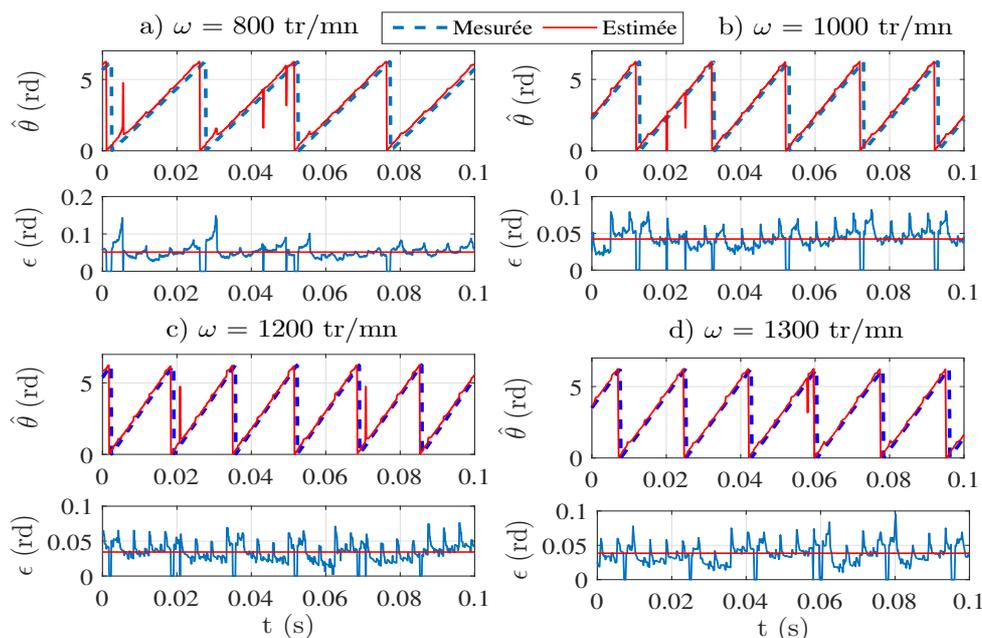


Figure 12 : Résultats expérimentaux

## 5. Conclusion

Nous avons présenté dans ce papier la commande sans capteur mécanique de la machine à réductance variable. Après avoir décrit le principe de fonctionnement de la méthode-inductance (active) et de la méthode-flux (passive), leurs performances ont été évaluées d'abord par simulation numérique. Les résultats montrent que la méthode active, basée sur l'injection, est efficace en basse et moyenne vitesse alors la méthode passive, basée sur l'estimation du flux, donne une meilleure estimation en haute vitesse. Ensuite, une validation expérimentale de la méthode-flux est réalisée ; l'estimation du flux est implémentée sur une cible FPGA pour avoir une meilleure précision, la partie contrôle est réalisée sur un processeur DSP. Les résultats expérimentaux confirment les résultats de simulation avec une erreur d'estimation sur la position d'environ  $2^\circ$ . Les deux méthodes présentées ici sont complémentaires : L'étape suivante serait donc de les combiner judicieusement afin d'estimer la position sur toute la plage de vitesse de la machine. La méthode d'injection a un effet négatif sur les performances de la machine. Une étude sera portée sur l'influence de l'injection sur le rendement.

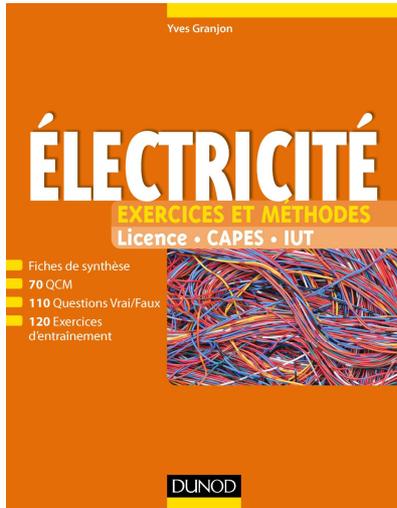
## 6. Annexe

Tableau 1 : Caractéristiques de la MRV

Nombre de pôles statoriques	8
Nombre de pôles rotoriques	6
Nombre de phases	4
Couple nominal	4.3 Nm
Couple maximal	25 Nm
Puissance nominale	1200 W
Vitesse de base	1300 tr/mn
Vitesse nominale	3000 tr/mn

## 7. Références

- [1] H. Chen and J. J. Gu, "Implementation of the Three-Phase Switched Reluctance Machine System for Motors and Generators," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 15, no. 3, pp. 421-432, (June 2010).
- [2] Iqbal Husain, "Switched reluctance machines", The University of Akron, by CRC Press LLC (2002).
- [3] M.N. Anwar and I. Husain, "Radial force calculation and acoustic noise prediction in switched reluctance machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, No. 6, pp.1586-1597 (Nov/Dec 2000).
- [4] C. Lin, S. Wang and B. Fahimi, "Efficient multiphysics modelling of vibration and acoustic noise in switched reluctance motor drives," *IECON-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Dallas, TX, 2014, pp. 542-548, (2014).
- [5] M. Ehsani and B. Fahimi, "Elimination of position sensors in switched reluctance motor drives: state of the art and future trends," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 1, pp. 40-47, (Feb 2002).
- [6] J. Cai, Z. Deng, "Sensorless control of switched reluctance motor based on phase inductance vectors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 7, pp. 3410-3423, (July 2012).
- [7] K. Xin, Q. Zhan and J. Luo, "A new simple sensorless control method for switched reluctance motor drives," *International Conference on Electrical Machines and Systems* Vol. 1, pp. 594-598, (2005)
- [8] W. Zeng, C. Liu, Q. Zhou, J. Cai and L. Zhang, "A new flux/current method for SRM rotor position estimation," *Electrical Machines and Systems, ICEMS. International Conference on*, pp. 1-6, Tokyo, (2009),
- [9] Q. Q. Ma, W. H. Liang, F. J. T. E. Ferreira, D. Q. Bi and B. M. Ge, "Improved flux linkage method for position sensorless control of high-speed SRM," *Electrical Machines (ICEM), International Conference on*, pp. 783-788, Berlin, (2014).
- [10] C. A. Hudson, N. S. Lobo and R. Krishnan, "Sensorless control of single switch-based switched reluctance motor drive using neural network," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 1, pp. 321-329, (Jan. 2008).
- [11] R. Zhong, Y. B. Wang and Y. Z. Xu, "Position sensorless control of switched reluctance motors based on improved neural network," *IET Electric Power Applications*, Vol. 6, No. 2, pp. 111-121, (February 2012).
- [12] A. D. Cheok, Zhongfang Wang, "Fuzzy logic rotor position estimation based switched reluctance motor DSP drive with accuracy enhancement," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, No. 4, pp. 908-921, (July 2005).
- [13] Yu-Long Cui, Jiao-Min Liu, Xue-Chuan Hou and Xiao-Ying Zhao, "Improvement of rotor position angle estimation in SRD using fuzzy logic based motor model," *Machine Learning and Cybernetics, International Conference on*, Vol.5, pp. 2726-2730, (2003).
- [14] P. Brandstette and P. Krna, "Sensorless control of switched reluctance motor using sliding mode observer," *Applied Electronics (AE), International Conference on*, pp. 1-4, Pilsen, (2013).
- [15] A. Khalil et al., "Four-quadrant pulse injection and sliding mode observer based sensorless operation of a switched reluctance machine over entire speed range including zero speed," *Fortieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the Industry Applications Conference*, Vol. 3, pp. 2147-2154, (2005).



## **Électricité**

Yves Granjon

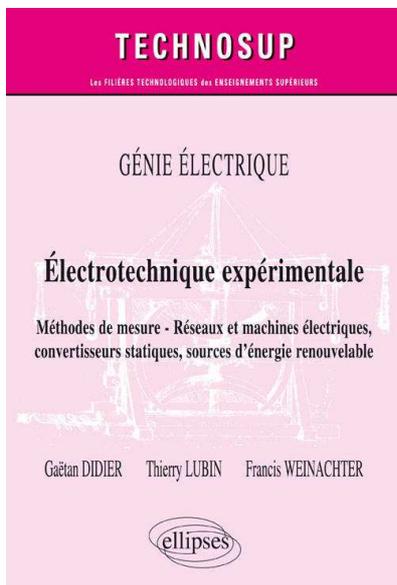
**DUNOD**

*Cet ouvrage propose aux étudiants des premières années d'études supérieures une méthode progressive et efficace pour comprendre et appliquer les concepts fondamentaux de l'électricité.*

*A la suite des rappels de cours, sous forme de fiches, chaque chapitre propose des exercices de difficulté croissante pour s'évaluer : QCM, questions Vrai/Faux et exercices de synthèse. Les corrigés détaillés mettent en évidence la méthodologie.*

Sommaire :

- Généralités sur les circuits électriques
- Lois de Kirchhoff en régime continu
- Théorèmes généraux de l'électricité en régime continu
- Les circuits électriques en régime sinusoïdal
- Les circuits électriques en régime transitoire
- Puissance et énergie électriques
- Quadripôles en régime sinusoïdal
- La jonction PN et les diodes à semi-conducteurs



## **Électrotechnique expérimentale**

**Méthodes de mesure - Réseaux et machines électriques, convertisseurs statiques, sources d'énergie renouvelable - Génie électrique**

Gaëtan Didier, Thierry Lubin, Francis Weinachter

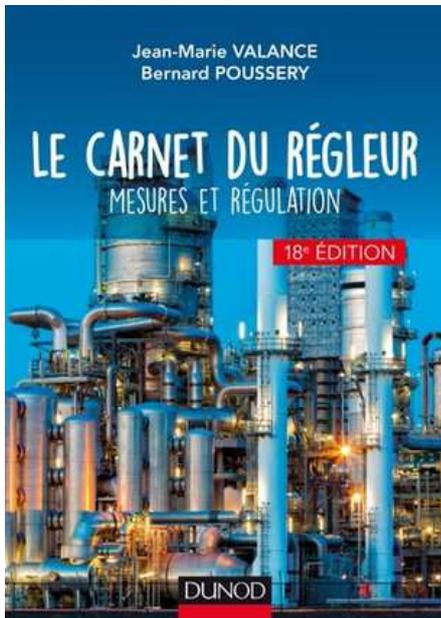
**ELLIPSES**

*L'étude expérimentale des systèmes électriques est un élément fondamental de la formation du technicien et de l'ingénieur en génie électrique. Complément indispensable de l'étude théorique, elle lui permettra de confronter les modèles aux mesures et d'en montrer les limites.*

*Pour les étudiants des différentes filières de génie électrique, comme pour leurs enseignants (ou futurs enseignants) devant développer des travaux pratiques, l'ouvrage constitue un outil de travail efficace de mise en œuvre de méthodes expérimentales : description des méthodes de test et de mesure, choix du matériel, traitement des grandeurs, analyse des résultats.*

*Chaque chapitre se compose d'un rappel théorique (équations fondamentales) et d'une étude pratique, basée sur des mesures effectuées sur un système du génie électrique. De nombreux thèmes sont abordés autour des réseaux électriques, des machines électriques, de l'électronique de puissance, de l'association machine-convertisseur.*

*En complément à ces thèmes considérés comme classiques et pérennes, les auteurs proposent l'étude de systèmes plus spécifiques, liés à l'évolution sociétale de notre mode de production énergétique (utilisation de panneaux photovoltaïques, d'éoliennes...).*



### **Le carnet du régleur mesures et régulation**

Jean-Marie Valance, Michel Feuillent, Jacques Guinet,  
Bernard Poussery

**DUNOD**

Ouvrage de référence dans le domaine des mesures et de la régulation, Le carnet du régleur décrit point par point les étapes qui constituent une chaîne de régulation :

Mesurer une grandeur physique pour obtenir des informations sur l'état d'un procédé ;

Transférer et traiter l'information ;

Contrôler vannes ou actionneurs pour agir sur le procédé et modifier son état ;

Comparer la valeur de la grandeur mesurée à la valeur souhaitée.

En annexes sont regroupés tableaux de données et résultats mathématiques fondamentaux.

Cette 18e édition est une refonte totale, sur le fond comme sur la forme : réorganisation des chapitres pour une meilleure cohérence, suppression des techniques obsolètes, refonte des chapitres "régulation" et "procédés", nouvelle maquette.



### **Maîtrisez les microcontrôleurs à l'aide d'Arduino**

Clemens Valens

**PUBLITRONIC**

L'ambition de cet ouvrage est de vous faire entrer dans le monde Arduino puis de vous en faire ressortir victorieux pour vous emmener plus loin dans l'apprentissage de la programmation des microcontrôleurs. Il met la théorie en pratique sur une carte Arduino\* avec l'environnement de programmation Arduino.

Après ce parcours initiatique inédit, plaisant et ludique, vous programmerez vous-même n'importe quel microcontrôleur. Ce livre sera donc votre premier livre sur les microcontrôleurs avec une fin heureuse ! Tous les programmes présentés peuvent être téléchargés.

Points forts

objectif double :

- 1. Théorie : apprentissage général de la programmation des microcontrôleurs

- 2. Pratique : montages sur carte Arduino\* avec l'environnement de développement Arduino

réalisations très originales

matériel peu coûteux ; logiciel gratuit, code source ouvert

carte\* d'expérimentation polyvalente créée par l'auteur

NOUVEAU : carte\* AVR Playground, mélange d'Arduino Uno et de carte de développement traditionnelle

NOUVEAU : carte\* Elektor Uno R4 avec ATmega328PB et plus de périphériques que la carte Arduino Uno R3

**BULLETIN D'ABONNEMENT A LA REVUE 3EI** Année 2017  
n°87 ( Janvier 2017 ), n°88 ( Avril 2017 ), n°89 ( Juillet 2017 ) et n°90 ( Octobre 2017 )

Pour l'année 2017, nous vous proposons

3 formules d'abonnement :

- 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
- FORMULE ECO : Adhésion SEE + Tarif préférentiel à la revue 3E.I format papier + Accès numérique aux revues 3E.I et REE + Tarifs préférentiels conférences et journées d'études + Réduction fiscale (voir en page de couverture)

A partir du 01/01/2017, les tarifs pour la revue 3EI sont les suivants :

➤ <u>Abonnement individuel</u>	France et pays de l'UE	Pays hors UE
Abonnement papier et accès aux articles numériques	42 € TTC	53 € HT
Accès aux articles numériques	30 € TTC	

➤ <u>Abonnement « Institutionnel »</u>	France et pays de l'UE	Pays hors UE
Abonnement papier et accès aux articles numériques	60 € TTC	75 € HT
Accès aux articles numériques	30 € TTC	

L'abonnement institutionnel 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 institutions, à l'adresse suivante

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

<b>Vous pouvez également vous abonner sur le site <a href="http://www.see.asso.fr/3ei">http://www.see.asso.fr/3ei</a></b>
---

## 15 ans d'archives 3EI en DVD

La SEE vous propose d'acquérir le DVD « archives » 3EI regroupant tous les articles des numéros 0 à 59, de mai 1994 à décembre 2009, sous forme numérique (PDF scannés/ vectoriels).

Pour toute commande merci de remplir le bulletin joint ci-dessous et de l'envoyer à l'adresse indiquée :



### BON DE COMMANDE

Raison Sociale :  
Adresse :  
Ville :  
Tel. :  
E-mail :

Nom du contact : M/Mme  
Pays :  
Fax :

Tarif	France et pays de l'UE	Hors Union Européenne
Individuel	60 €	70 €
Institutionnel (CDI/Laboratoires...)	100 €	110 €

**MONTANT TOTAL DE LA COMMANDE : .....€ HT soit .....€ TTC (TVA 20%).**

#### REGLEMENT:

- Par chèque bancaire à l'ordre de la « SEE »  
 Par virement bancaire :  
**BNP Paribas, Paris Associations**  
**(02837)**

**RIB:** 30004 00274 00010336242 58  
**IBAN:** FR76 3000 4002 7400 0103  
3624 258  
**BIC:** BNPAFRPPAA

Date, Lieu

Cachet, Signature  
(Précédés de la mention "lu et approuvé")

**Contact : Aurélie COURTOISIER**

Tél : 01 56 90 37 17 - [abo@see.asso.fr](mailto:abo@see.asso.fr)

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

17, rue de l'Amiral Hamelin

75783 Paris Cedex 16

[www.see.asso.fr](http://www.see.asso.fr)



