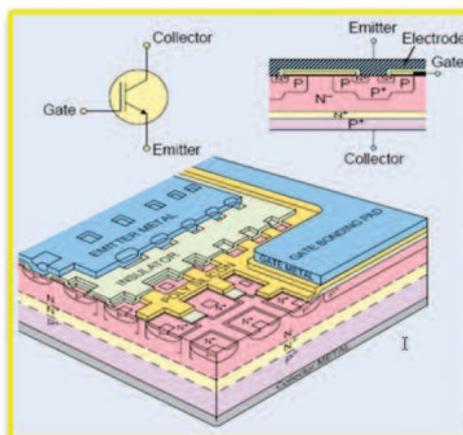
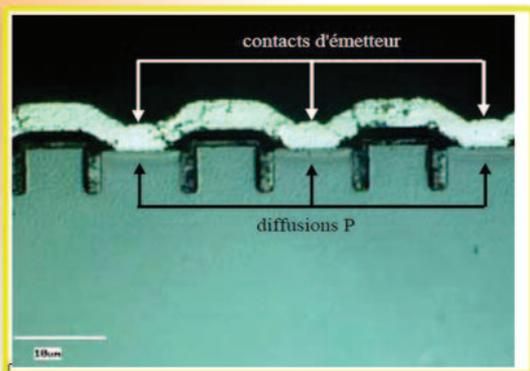
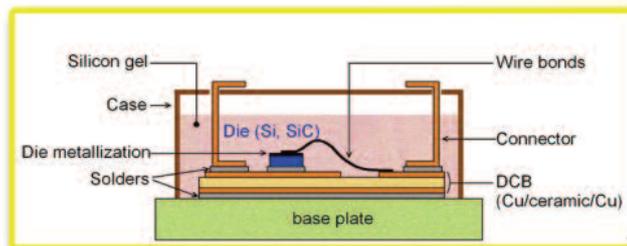
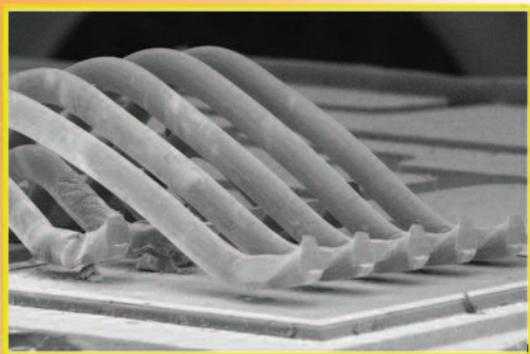
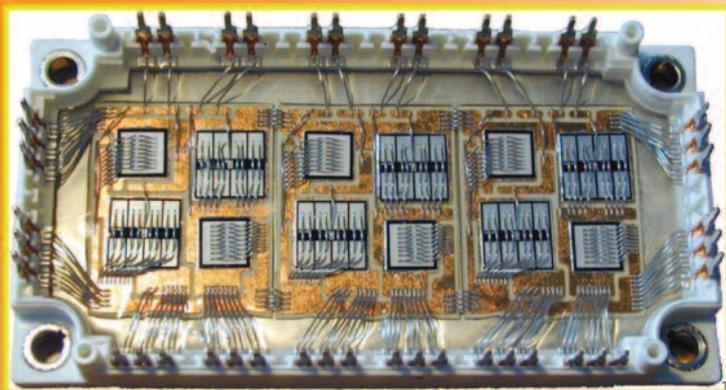


# La Revue SEE



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



**Défaillance et durée de vie du matériel électrique**

Publication trimestrielle du Cercle Thématique 13.01 de la SEE

**ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE**



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

**N° 68 - Avril 2012**





## La Revue 3EI

publication trimestrielle  
du Cercle Thématique 13 -01  
de la SEE

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

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

La Revue 3EI, Édition SEE,  
17 rue de l'Amiral Hamelin  
75783 PARIS Cedex 16

Directeur de la publication  
Paul FRIEDEL  
Président de la SEE

Rédactrice en Chef  
Marie Michèle LE BIHAN

Adresser les propositions d'article à :  
[revue3ei.art@voila.fr](mailto:revue3ei.art@voila.fr)

Communication  
Micheline BERTAUX  
[communication@see.asso.fr](mailto:communication@see.asso.fr)  
01 56 90 37 17

publicité au rapport

Abonnement (4 numéros par an)  
Janvier, Avril, Juillet, Octobre 2012.

tarifs TTC :

Individuel :

France et CEE..... 39 €  
Pays hors CEE..... 49 €

Collectivités

France et CEE..... 55 €  
Pays hors CEE..... 68 €

Réalisation et impression  
Repro-Systèmes  
23, rue de Verdun 77181 Le Pin

Routage et Expédition  
Départ Presse  
ZI les Richardets  
93966 Noisy le Grand

Dépôt Légal : Avril 2012

Commission Paritaire 1212 G 78028  
ISSN 1252 -770X

Sommaire du n° 68

### Thème : Défaillance et durée de vie du matériel électrique

- p. 2 Éditorial,
- p. 3 Publications, Informations,
- p. 4 Vieillessement des isolants dans les systèmes électriques : Effets des décharges électriques  
N. LAHOUD Centre Universitaire JF Champollion Equipe DPH ALBI
- p. 10 Dégradations et défaillances d'origine thermomécanique de modules de puissance à semi-conducteur  
S. LEFEBVRE SATIE, ENS de Cachan, S. POMMIER LMT, ENS de Cachan,  
Z. KHATIR LTN IFSTTAR
- p. 17 Introduction au vieillissement des batteries Lithium-ion et aux protocoles expérimentaux de test de durée de vie  
S. PELISSIER IFSTTAR – Laboratoire Transport et Environnement BRON
- p. 23 Vieillessement des condensateurs et des supercondensateurs  
P. VENET Laboratoire AMPERE UMR CNRS 5005, Université de LYON
- p. 32 Vieillessement et fatigue des roulements  
O. WONG-HEE-KAM, X. HERNOT, A. DESMARS, IUT de RENNES  
C. KERZREHO ENS Cachan – Antenne de Bretagne

### Hors Thème

- p. 40 De la modélisation causale à la commande d'un système électrique  
F. GIRAUD, A. BOUSCAYROL, W. LHOMME Université LILLE
- p. 46 Régulation de vitesse d'un moteur à courant continu alimenté par un variateur industriel  
DMV2342  
JM ROUSSEL, P REBEIX, B EMILE IUT de l'Indre, Département GEII CHATEAUROUX
- p. 51 Modélisation et dimensionnement des convertisseurs AC/DC à filtrage capacitif  
J-C. GUIGNARD et M. GUILLET ANGERS
- p. 59 Modélisation thermique d'un Busbar dans un convertisseur d'Electronique de Puissance  
LEBEL Om Rajanarayanan SEMIKRON FRANCE
- p. 65 Ballast électronique pour éclairage par tube fluorescent, Eléments de correction  
E. HOANG, G. FELD département EEA ENS CACHAN

### Histoire des sciences

- p. 67 Georges Claude, l'inventeur oublié du tube néon  
L. SIMONOT École Nationale Supérieure d'Ingénieurs de POITIERS

### Et Demain ?

- p. 71 Et demain ? Tour d'horizon des avancées technologiques

Toute reproduction ou représentation intégrale ou partielle, par quelque procédé que ce soit, des pages publiées dans la présente édition, faite sans l'autorisation de l'éditeur est illicite et constitue une contrefaçon. Seules sont autorisées, d'une part, les reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective et, d'autre part, les analyses et courtes citations justifiées par le caractère scientifique ou d'information de l'oeuvre dans laquelle elles sont incorporées.

Toutefois des copies peuvent être utilisées avec l'autorisation de l'éditeur. Celle-ci pourra être obtenue auprès du Centre Français du Droit de Copie, 20, rue des Grands Augustins, 75006 Paris, auquel la Revue 3EI a donné mandat pour la représenter auprès des utilisateurs. (loi du 11 mars 1957, art.40 et 41 et Code Pénal art. 425).

*Le thème de ce numéro de printemps est paradoxalement consacré au **Vieillessement et à la durée de vie du matériel électrique**.....*

*Plusieurs domaines sont successivement abordés : celui des **composants de l'électronique de puissance** si nécessaires aux convertisseurs, celui des **isolants** soumis à rude épreuve dans les machines tournantes alimentées par ces mêmes convertisseurs, celui des **condensateurs et supercondensateurs** pour lesquels on cherche à établir des modèles de vieillissement, puis vient le domaine clé des **batteries** pour toutes les applications embarquées et enfin le domaine de la mécanique avec l'étude des **roulements** dont on peut prévoir la fatigue et la durée de vie. Gageons qu'avec tout cela, on arrivera bien à faire des voitures électriques infatigables ....*

*Merci à tous les auteurs d'articles et à **Hamid Benahmed** qui a coordonné ce travail.*

*Merci à tous les auteurs d'articles spontanés qui assurent dans ce numéro la diversité et la qualité des articles hors thème, ainsi que l'alimentation de la rubrique **Histoire des Sciences et Techniques***

*Les thèmes prévisionnels des prochains numéros sont :*

- **Bâtiment du futur** en Juillet 2012
- **Pratiques pédagogiques** en Octobre 2012

*Continuer à nous envoyer des articles pédagogiques : fiches de TP, TD, cours... Nous sommes toujours très intéressés par des articles présentant des études de systèmes avec une approche pluridisciplinaire et nous serons heureux de les recueillir dans la boîte aux lettres dont l'adresse e-mail est [revue3ei.art@voila.fr](mailto:revue3ei.art@voila.fr). Nous sollicitons également la participation des amoureux de l'histoire des Sciences ; les articles permettant d'enrichir cette rubrique sont les bienvenus.*

*Bonne lecture.*

*Le Comité de Publication de la Revue3EI*

---

*Nous comptons sur vous pour faire connaître notre revue afin d'assurer sa pérennité.*

---

**La Revue 3EI****Comité de publication**

Hamid BEN AHMED

Jean BONAL

Arnaud BRUGIER

Jean FAUCHER

Gilles FELD

Jean-Philippe ILARY

Chérif LAROUCI

Marie Michèle LE BIHAN

Franck LE GALL

Pascal LOOS

Oviglio SALA

Jean-François SERGENT

Jean-Claude VANNIER

Pierre VIDAL



## **Installations solaires photovoltaïques autonomes** Conception et installation d'unités non raccordées au réseau

**Mark Hankins**

**Dunod**

*Les installations solaires photovoltaïques non connectées au réseau répondent aux besoins en électricité de ceux qui, trop éloignés, n'ont pas accès au réseau de distribution, comme de ceux qui souhaitent s'affranchir de la contrainte du branchement.*

*Ce guide pratique explique comment concevoir, dimensionner et installer un système répondant aux besoins spécifiques techniques et économiques de l'utilisateur. De par sa démarche progressive, ponctuée de cas pratiques, d'astuces et de conseils, il est destiné à tout concepteur ou installateur de systèmes pour l'habitat individuel ou collectif, mais aussi à toute personne souhaitant s'informer sur cette technologie.*

*Points forts :*

- Une démarche pratique pour faciliter ses choix.
- Des feuilles de calcul dynamique au format Excel pour aider à dimensionner son installation, téléchargeables sur le site [dunod.com](http://dunod.com).
- De nombreux conseils sur les enjeux techniques et économiques en fonction des besoins, des exigences, et des contraintes.

*Sommaire Conversion photovoltaïque de l'énergie solaire. L'énergie solaire. Les modules photovoltaïques. Les batteries. La gestion de la charge : régulateurs de charge et onduleur. L'éclairage et le choix des appareils électriques. Le câblage et les appareillages. Planification d'une installation solaire photovoltaïque non raccordée. Réalisation de l'installation. Gestion, maintenance et entretien des installations solaires photovoltaïques non raccordées au réseau. Principes de base des installations autonomes de forte puissance.*



## **Les pompes à chaleur**

**Jean Lemale**

**Dunod**

*La filière pompe à chaleur est en pleine évolution, ses applications sont multiples dans la mesure où elle concerne non seulement la fourniture de chaleur mais également la production de froid ainsi que la combinaison des deux avec la même machine thermodynamique. La pompe à chaleur, avec le solaire, constitue une solution incontournable pour satisfaire les performances énergétiques exigées par la réglementation thermique 2012.*

*L'ouvrage présente l'état de l'art de l'ensemble des technologies et des applications associées aux pompes à chaleur. La filière pompe à chaleur est caractérisée par une grande diversité de technologies et une multitude de solutions applicables dans l'ensemble des secteurs ayant des besoins énergétiques de chaleur et/ou de froid (habitat individuel, habitat collectif, bâtiments du secteur tertiaire...). Chaque type d'application est analysé non seulement sous ses aspects techniques mais également sous ses aspects économiques et environnementaux.*

*Une large part est consacrée à la présentation de réalisations en France et à l'étranger actuellement en fonctionnement avec pour certaines d'entre elles des résultats précis issus de campagnes de suivi.*

*Sommaire Généralités sur les pompes à chaleur. Principes thermodynamiques. Pompe à chaleur à compression. Pompe à chaleur à gaz. Pompe à chaleur haute température. Thermofrigopompe. Pompe à chaleur à absorption. Présentation des systèmes. Les sources (air extérieur, air extrait, aquifères superficiels, aquifères moyenne profondeur, capteurs horizontaux, sondes et champ de sondes, fondations thermoactives, rivières/étangs – eau de mer, eaux usées). Les systèmes d'émission (planchers chauffants, radiateurs, ventilo-convecteurs). Différentes applications. Maisons individuelles. Chauffe eau thermodynamique. Habitat collectif. Bâtiments tertiaires. Agriculture Culture sous serres. Industrie. Réalisation d'un projet. Etude de faisabilité. Règles de dimensionnement. Aspects économiques (Investissements, Exploitation). Aspects réglementaires. Aspects environnementaux. Exemples de réalisations.*

# Vieillessement des isolants dans les systèmes électriques : Effets des décharges électriques

**N. LAHOUD (\*)**

(\*) Centre Universitaire JF Champollion - Equipe DPHE – Place de Verdun – 81012 Albi

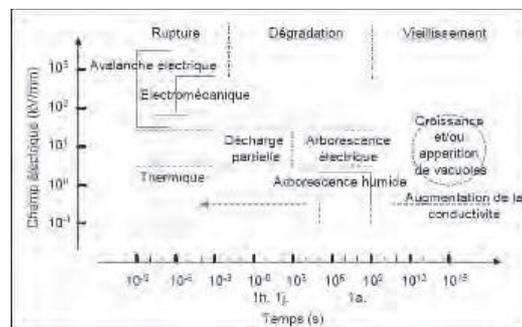
**Résumé :** En conditions de service, différentes contraintes sont appliquées sur le système d'isolation des machines tournantes alimentées par variateurs de vitesse. Dans ce type de machines, des surtensions se présentent à l'entrée du moteur et conduisent à une répartition de la tension dans les enroulements du stator tout à fait inhomogène. Des études antérieures ont montré que la valeur de ces surtensions peut atteindre jusqu'à deux fois la valeur du bus. Ces contraintes peuvent donc conduire à l'apparition de décharges partielles (DP) dans l'isolation des moteurs et par la suite, à sa rupture diélectrique. Dans ce qui suit, les différentes parties d'un système d'isolation sont présentées. Des tests de vieillissement accéléré sont effectués dans un régime de décharges partielles afin de déterminer l'influence des différentes contraintes extérieures sur la durée de vie des isolants.

## 1. Introduction

Les isolants diélectriques ou polymères qu'ils soient solides, liquides ou gazeux sont souvent le maillon faible des systèmes électriques. La fiabilité de ces derniers est largement déterminée par la pérennité des propriétés des isolants. Les défaillances du matériel électrique sont souvent associées à des phénomènes de rupture des isolants. Ces phénomènes peuvent se manifester pour des champs électriques nettement inférieurs aux champs de rupture propres aux matériaux. Cette baisse de «performance» est attribuée principalement au vieillissement électrique des isolations, terminologie générique qui regroupe l'ensemble des mécanismes par lesquels les différentes caractéristiques de ces matériaux en général et électriques en particulier, évoluent au cours du temps. Il convient donc de juger la réponse de ces matériaux aux sollicitations sous lesquelles ils vont devoir évoluer.

Un grand nombre de facteurs agissent plus ou moins directement et influent sur la durée de vie des isolants. Cet article porte principalement sur les isolants de type organique ou polymères très répandus dans l'isolation électrique. On distingue habituellement le vieillissement interne du vieillissement externe de ces matériaux. Le vieillissement interne est lié essentiellement à l'instabilité des états thermodynamiques du diélectrique [1-4]. Les phénomènes de vieillissement externe ont des origines très diverses [5]. Nous pouvons recenser non seulement des contraintes "classiques" de type électrique, thermique ou mécanique, mais également des contraintes plus difficiles à cerner comme

l'humidité, la présence anormale d'un type de molécule (impuretés) ou encore l'existence de radiations. La figure 1 représente, d'une manière synthétique, les différentes étapes en fonctions du temps et de valeur du champ électrique conduisant du vieillissement jusqu'à la rupture diélectrique de l'isolant. Les différents mécanismes physiques ayant lieu au cours de cette évolution sont aussi représentés [6].



**Figure 1:** Vieillessement, dégradation et rupture d'un isolant en fonctions du temps et du champ électrique

Dans ce qui suit, un cas particulier du vieillissement externe de l'isolant est traité. Cela concerne l'étude de l'effet des phénomènes de décharges électriques très fréquents dans les machines tournantes basses tensions alimentées par variateurs.

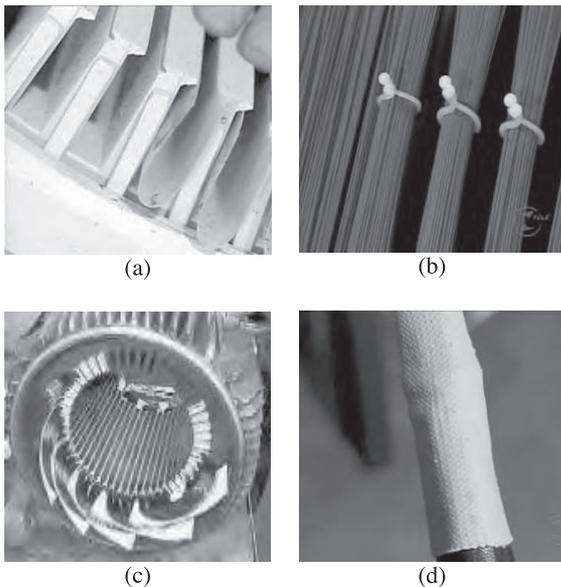
## 2. Système d'isolation dans les machines tournantes

Le système d'isolation dans les machines tournantes comporte trois parties distinctes: le vernis d'émaillage, le vernis d'imprégnation et les

isolants plats. Ce système présenté dans la figure 2 doit assurer plusieurs fonctions [7], telles que :

- l'isolation des bobinages par rapport à la carcasse métallique de la machine: c'est l'isolation de fond d'encoche,
- l'isolation entre les différents conducteurs jointifs d'une même bobine: c'est l'isolation entre spires,
- l'isolation entre les différentes phases du moteur (en triphasé),
- et une isolation renforcée des fils de connexion entre le bornier et les bobinages.

Les différents isolants assurant ces fonctions répondent à un cahier des charges incluant la valeur de la tension électrique à supporter, la température de fonctionnement ainsi que les contraintes fonctionnelles et d'agencement de l'isolant dans la machine. Tous les facteurs de vieillissement thermique, électrique, mécanique et environnementaux ont un impact sur la durée de vie de tout type de machine, mais l'importance de l'un vis-à-vis des autres varie avec le type de machine et les conditions d'utilisation.



**Figure 2 :** Système d'isolation d'un moteur électrique : (a) encoches, (b) entre spires, (c) entre phases et (d) fils de liaison bornier-phases

Avant de détailler les différents types d'isolation au sein des machines tournantes, il est primordial de présenter la notion de **classe thermique** ou encore indice de température. Cette grandeur correspond à la capacité du matériau à supporter un fonctionnement en régime permanent sous l'effet de la température. Elle correspond à une durée de vie conventionnelle de 20 000 heures permettant de comparer l'endurance thermique de plusieurs matériaux. La classe thermique ne rend en rien compte de la durée de vie en service. En effet,

l'isolant ne subit pas de contraintes combinées pendant l'essai et il n'est soumis à aucune sollicitation mécanique.

### L'émail

L'émail constitue l'isolation électrique élémentaire car il se trouve en contact intime avec le conducteur (cuivre) en raison de son procédé de fabrication. Selon la température d'utilisation, il peut être constitué d'une ou de plusieurs couches de polymères de même nature ou de natures différentes. Dans certains cas (pour assurer une meilleure tenue aux décharges partielles par exemple) il peut être renforcé par un composite inerte comme des fibres de mica ou des charges d'oxyde métallique pour les fils «corona résistant» [8]. L'émail est constitué de plusieurs couches de vernis d'émaillage déposées successivement selon un procédé bien décrit dans [9]. Les principaux types d'émaux isolants sont rassemblés ci-dessous :

- Emaux dérivés des acétals polyvinyliques : ces émaux de classe 120 °C sont caractérisés par leurs excellentes qualités mécaniques: dureté, résistance à l'abrasion, souplesse, adhérence.
- Emaux de polyuréthane (PUR) : leur classe thermique varie en général de 130 à 155 °C voir plus récemment 180 °C. La caractéristique principale des émaux polyuréthane est leur soudabilité.
- Emaux polyester (PES) : leur classe thermique se situe entre 155 et 180 °C selon les formulations. Des améliorations importantes peuvent leur être apportées par l'introduction de THEIC (trihydroxyéthyl isocyanurate). Ces formulations modifiées sont très largement utilisées compte tenu de leurs propriétés thermiques et mécaniques améliorées et de leur très bonne tenue chimique.
- Emaux polyester-imide (PEI) : ils sont en général de classe 180 °C. Ils possèdent une très bonne souplesse et une bonne adhérence au cuivre mais une thermoplasticité assez faible (270 °C) (la thermoplasticité étant la capacité d'un film polymère à fluer sous une certaine charge avec la température).
- Emaux polyester-imide au THEIC (PEI au THEIC) : leur classe thermique est de 200 °C, mais dans ce cas, c'est surtout la thermoplasticité du polyester-imide qui se trouve augmentée (>320 °C).
- Emaux polyamide-imide (PAI) : ces émaux ont une classe thermique de 220 °C et donc se caractérisent par leur excellentes stabilité thermique, une thermoplasticité élevée, une très bonne tenue aux chocs thermiques et d'excellentes performances mécaniques. Compte tenu du coût de leurs matières premières, ces émaux sont sensiblement plus

chers que les PES ou PEI. Leur utilisation en overcoat permet de profiter des principales performances des PAI à un moindre coût.

- Emaux polyimide (PI): il s'agit d'un thermoplastique haute température. Ce sont des émaux de classe thermique de 240 °C et de thermoplasticité de 500 °C. Ils présentent une excellente tenue aux chocs thermiques mais leurs propriétés thermiques et électriques sont fortement influencées par la teneur en humidité des films.

#### Les vernis d'imprégnation

Les vernis d'imprégnation sont déposés sur les bobinages déjà formés. Leur rôle est d'augmenter la tenue mécanique du bobinage, la dissipation calorifique, la protection par rapport à l'environnement et la tenue diélectrique pour les moyennes et hautes tensions. Ces polymères sont de natures différentes selon principalement la gamme de température d'utilisation. Pour obtenir une bonne imprégnation, il est nécessaire de bien maîtriser les paramètres comme la pénétration à cœur des enroulements, le point de gélification pour fixer celui-ci dans le bobinage et enfin la polymérisation de ce vernis pour garantir les propriétés recherchées. Les plus utilisés sont généralement des vernis époxydes, polyester ou polyester-imide. Les principales contraintes ressenties par le vernis d'imprégnation sont des contraintes de compatibilité avec l'émail lors de sa mise en œuvre puis des contraintes mécaniques environnementales et thermiques pendant la vie du système.

#### Les isolants plats

L'isolation d'entre-phases et de fond d'encoches est assurée par des isolants plats (feuille isolante) qui servent à isoler les différentes phases entre elles et les différentes phases de la masse (carcasse métallique). Ces isolants peuvent être souples ou rigides. Les isolants rigides sont employés lorsqu'ils ont également un rôle de calage mécanique (cale de fermeture d'encoche) ou encore lorsqu'il faut assurer un renfort mécanique (protection des têtes de bobines).

Il existe plusieurs types d'isolant plat. Citons les films (PET, PEN, PC, PI,...), les papiers (aramide, inorganique), les feutres (PET, aramide,...), les tissus (verre, verre/polyester) et les complexes (Dakron Mylar Dakron, Nomex Mylar Nomex, Nomex Kapton Nomex,...).

### **3. Vieillessement des isolants des machines tournantes basses tensions alimentées par variateurs**

Le développement de l'électronique de puissance durant ces dernières années, en terme de temps et de puissance de commutation, a permis aux systèmes de conversion électromécanique qui emploient des variateurs de vitesse d'obtenir de bonnes performances dynamiques, ainsi qu'un très bon rendement. Par exemple l'utilisation d'une alimentation de type onduleur à Modulation de Largeur d'Impulsion, pour un ensemble moteur-alimentation, offre le moyen efficace d'avoir des vitesses variables. Le démarrage sans sur-couples transitoires (limitation du courant de démarrage par le convertisseur) ainsi qu'un échauffement réduit pour le moteur qui fonctionne à faible puissance amènent des contraintes thermiques et mécaniques réduites [10].

Cependant, l'augmentation des contraintes électriques imposées par ces convertisseurs peut conduire à des durées de vie très courtes des moteurs ainsi alimentés, diminuant de manière dramatique la fiabilité de ces systèmes. En effet, pour une alimentation sinusoïdale 50 Hz la durée de vie des moteurs asynchrones est assez grande (par exemple 10 ans pour des moteurs qui font deux cycles de démarrage par jour). Par contre, lors de l'alimentation de ces moteurs par des variateurs de vitesse, des défaillances peuvent survenir: la durée de vie peut alors diminuer de façon considérable et la rupture à court terme de l'isolation est particulièrement à redouter.

L'utilisation IGBT très performants en terme de vitesse de commutation (temps de montée et descente de 20 à 200 ns) si elle permet de diminuer les pertes liées à l'amorçage et au blocage peut en effet, du fait de l'existence de fronts d'impulsion supérieure à 5 kV/ $\mu$ s à l'entrée du moteur, conduire à une répartition de la tension dans les enroulements d'un stator tout à fait inhomogène conduisant à solliciter l'isolation entre spires de manière phénoménale. Pour les valeurs de fronts les plus importants (> 5 kV/ $\mu$ s), 80 % de la tension pourra ainsi se trouver aux bornes de la première bobine.

Si, dans les aléas de fabrication, la première et la dernière spire de cette bobine sont jointives (ce qui peut être le cas du fait du bobinage mécanique), alors quelques dizaines de microns d'émail vont supporter 80% de la tension appliquée et ce à la fréquence de découpage, c'est à dire quelques kHz. Les systèmes d'isolation actuels sont des émaux qui n'ont été ni dimensionnés ni prévus pour pouvoir endurer de manière permanente des sollicitations aussi sévères. Ces contraintes peuvent conduire à l'apparition de décharges partielles (DP) dans

l'isolation statorique des moteurs, et par la suite, à la rupture diélectrique. Ce phénomène n'était pas du tout spécifique pour l'alimentation BT et il est couramment rencontré dans des systèmes MT et HT (alternateurs etc.). Vu leur grand danger sur la durée de vie des isolants [11,12], les décharges partielles sont détaillées dans le paragraphe qui suit.

#### 4. Les décharges partielles

Une décharge partielle (DP) est une décharge localisée dans une isolation. Celle-ci est dite partielle car elle ne court-circuite pas l'ensemble de l'isolation. L'extension de la décharge est limitée soit parce que le champ électrique local n'est pas suffisant pour provoquer sa propagation totale (décharge couronne dans un gaz ou un liquide, par exemple), soit parce que la propagation est bloquée par un isolant dont le champ de claquage est plus élevé, en général c'est le cas d'un solide comme le montre la figure 3 [10].

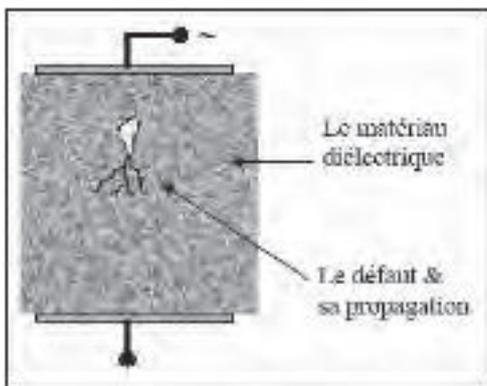


Figure 3 Représentation schématique de l'existence d'une décharge dans un isolant solide

Si une DP ne conduit pas immédiatement à la mise hors service d'un appareil, elle est toutefois préjudiciable dans la mesure où elle conduit à une dégradation des matériaux (en particulier solides) sous l'action de diverses contraintes :

- contrainte thermique générée localement par la décharge
- contrainte chimique due aux produits de dégradation générés par la décharge (par exemple ozone ou acide nitrique)
- érosion mécanique (par exemple de l'émail de fils de moteurs basse tension), suite au bombardement par des espèces chargées.

Les milieux fluides (gaz ou liquides) sont relativement moins affectés lorsqu'ils sont libres de circuler : les contraintes thermiques et les produits de dégradation sont rapidement dispersés dans le volume, alors qu'ils restent localisés et irréversibles dans les solides. De manière générale ces décharges se produisent lorsqu'une tension minimale est appliquée aux bornes d'un défaut à l'intérieur du

gaz occlus dans l'isolant ou dans l'air à l'extrémité de l'isolant. Cette valeur minimale est déterminée en fonction de la nature du gaz à partir de la courbe de Paschen, présentée dans la figure 4.

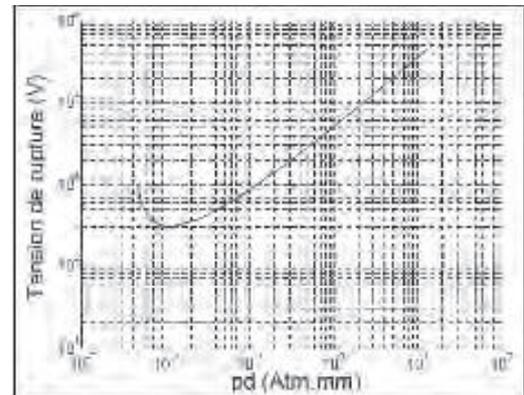


Figure 4 Courbe de Paschen dans l'air

En 1889, F. Paschen [10] démontre expérimentalement la loi qui porte aujourd'hui son nom. Cette loi prouve que la tension de rupture d'un gap de gaz peut être décrite par une fonction du produit pression-distance. Ainsi pour un gap d'air et des distances de l'ordre du mm, la tension de rupture est une fonction quasi-linéaire du produit pression distance suivant la loi :

$$V = 30 p.d + 1.35kV \quad (1)$$

avec  $V$  la tension de rupture (en kV),  $d$  la largeur du gap (en centimètre), et  $p$  la pression (en atmosphère).

La loi de Paschen décrit en fait le mécanisme de rupture de Townsend dans les gaz : la multiplication d'électrons secondaires est produite par collisions dans le gap pour lequel le paramètre prépondérant est le produit  $p.d$ . Cette loi ne s'applique toutefois que pour des produits inférieurs à 1 atm.cm. Enfin cette loi doit être modifiée pour des gaz électronégatifs comme le SF<sub>6</sub>, l'Oxygène, etc... qui ont des taux de recombinaisons d'électrons très élevés.

Afin de déterminer les contraintes qui contribuent le plus à la dégradation des isolants en régime de décharges partielles, des tests de vieillissement accéléré ont été effectués sous l'application de différents niveaux de contraintes électrique et thermique.

#### 5. Tests de vieillissement accéléré

##### 5.1 Matériau

Les échantillons utilisés pour cette étude se présentent sous la forme d'un vernis de polyester-imide (PEI) placé sur une plaque en acier comme le montre la figure 5. Les dimensions de la plaque sont de 15 cm x 9 cm et l'épaisseur du vernis est de

90  $\mu\text{m}$ . Le PEI, de classe thermique égale à 180 °C, est un polymère largement utilisé dans les systèmes d'isolation des machines tournantes. Il pourrait y être présent sous forme d'émail et/ou de vernis d'imprégnation.



Figure 5 : Plaque vernie de PEI (15 cm x 9 cm)

## 5.2 Banc de vieillissement

Les conditions dans lesquelles nous avons effectué les tests de vieillissement accéléré ont été spécialement choisies de manière à reproduire, en partie, les vraies conditions en service. Pour cela, des formes de contraintes associées à une alimentation du type M.L.I sont utilisées. Typiquement, les formes de tension sont des impulsions rectangulaires de largeurs variables présentant des fronts de tension  $dV/dt$  très élevés (quelques  $\text{kV}/\mu\text{s}$ ). Le banc de vieillissement où les tests ont été effectués est présenté dans la figure 6. De gauche à droite on peut distinguer :

- une chambre climatique permettant de contrôler la température des échantillons entre -70 °C et 180 °C ;
- une alimentation de type onduleur M.L.I permettant d'appliquer une tension variable avec une valeur maximale crête à crête de 6 kV et une fréquence maximale de 20 kHz ;
- et quatre étuves permettant d'appliquer des températures positives aux échantillons.



Figure 6 : Banc de vieillissement

Les conditions expérimentales sont choisies d'une façon à effectuer des vieillissements accélérés dans un régime de décharges partielles. Dans ce cadre, des contraintes de valeurs différentes sont appliquées sur l'échantillon jusqu'à sa rupture

diélectrique qui se manifeste par une décharge lumineuse. La durée de vie de l'isolant est relevée à chaque essai. Pour vérifier la reproductibilité des expériences, 8 échantillons sont testés pour chaque condition expérimentale. La durée de vie finale est obtenue à partir d'un traitement statistique de Weibull pour l'ensemble des 8 essais.

La durée de vie des échantillons est analysée en fonction de trois contraintes principales, qui sont :

- la tension électrique (V) ;
- la fréquence de la tension appliquée (F) ;
- et la température (T).

D'autres paramètres devraient être aussi pris en considération pour une analyse plus fiable de la durée de vie de l'isolant tels, la pression, l'humidité et la forme de la tension appliquée. Mais pour des raisons de simplicité, ces paramètres ne sont pas pris en compte dans cette étude.

## 5.3 Résultats

Les différents tests de vieillissement ont conduit aux résultats qualitatifs suivants :

- à fréquence constante, la tension appliquée et la température ont pratiquement le même effet dégressif sur la durée de vie de l'isolant,
- la fréquence a un effet moins important que celui de la tension et celui de la température ;
- les interactions entre les différents facteurs sont faibles.

## 6. CONCLUSION

Cet article porte sur l'étude du vieillissement des isolants électriques dans les machines tournantes basse tension alimentées par variateur. Pour cela, les différentes parties d'un système d'isolation dans ces machines ont été présentées. Ensuite la problématique de vieillissement prématuré dû à l'augmentation de contraintes liée à l'alimentation par variateurs a été exposée. Cette augmentation des contraintes appliquées conduit à la formation de décharges partielles. Les décharges partielles restent la cause principale de la rupture des isolants. Dans ce cadre, des tests de vieillissement accéléré en régime de décharges ont été effectués et les résultats montrent que les effets de la tension appliquée et de la température sur la durée de vie de l'isolant sont les plus élevés. En revanche, la fréquence de la tension appliquée a un effet moins prononcé. Cette étude reste préliminaire, elle permet de classer certaines contraintes par ordre d'influence sur la durée de vie de l'isolant. D'autres contraintes, telles la pression et l'humidité doivent être prises en compte pour une étude complète de la dégradation de ces isolants.

## 7. Bibliographie

- [1] **N. Lahoud, L. Boudou, J. Martinez-Vega** : «A new approach to describe the electrical ageing by considering the distributed nature of processes in polymeric materials » *Journal of non-crystalline solids*, 2010, 356, pp 652-656.
- [2] **T.J. Lewis** « Ageing – A perspective » *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 2001, 17, pp 6-16.
- [3] **J.P. Crine** « On the interpretation of some electrical aging and relaxation phenomena in solid dielectrics » *IEEE Transaction on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2005, 12, pp 1089-1107.
- [4] **G. Mazzanti, G.C. Montanari, L.A. Dissado** « Electrical ageing and life models: The role of space charge » *IEEE Transaction on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2005, 12, pp 876-890.
- [5] **G.C. Stone, E.A. Boulter, H Dhirani**. *Electrical insulation for rotating machines*. IEEE Press and Wiley & Sons, 2004.
- [6] **N. Lahoud** « Modélisation du vieillissement des isolants organiques sous contrainte électrique, Application à la fiabilité des matériaux » Thèse de l'Université de Toulouse, 2009.
- [7] **F. Aymonio** « Contribution à l'étude du comportement des systèmes d'isolation des machines tournantes à courant alternatif fonctionnant sous très hautes températures (200-400°C) » Thèse de l'Université de Toulouse, 2008.
- [8] **M.Q Nguyen et al.**, « Silica nanofilled varnish designed for electrical insulation of low voltage inverter-fed motors » *IEEE Transaction on Dielectrics and Electrical Insulation*, 17 (5), 2010.
- [9] **A. Anton** « Emaux isolants et fils émaillés » *Techniques de l'Ingénieur, Matériaux isolants solides*, 2003, D 2 330, pp 1-12.
- [10] **T. Lebey** « Les décharges partielles dans les diagnostics des systèmes électriques » *J3eA*, 2005, 4, 3.
- [11] **O.M. Nassar** « Motor insulation degradation due to switching surges and surge protection requirements » *IEEE. Transactions on Energy Conversion*, 1986, EC-1 (3), pp 182-189
- [12] **M. Melfi et al.**, « Effect of Surge Voltage Risettime on the Insulation of Low-Voltage Machines Fed by PWM Converters » *IEEE Transactions on Industrial Applications* 1998, 34 (4), pp 766-775.

# Dégradations et défaillances d'origine thermomécanique de modules de puissance à semi-conducteur, les besoins d'une approche matériaux pour l'estimation de la durée de vie

S. LEFEBVRE<sup>(1)</sup>, S. POMMIER<sup>(2)</sup>, Z. KHATIR<sup>(3)</sup>

<sup>(1)</sup>SATIE, ENS de Cachan, CNRS, CNAM, UCP, PRES UniverSud, [lefebvre@satie.ens-cachan.fr](mailto:lefebvre@satie.ens-cachan.fr)

<sup>(2)</sup>LMT, ENS de Cachan, CNRS, UPMC, PRES UniverSud

<sup>(3)</sup>LTN IFSTTAR

*Résumé : Le développement important de l'électronique de puissance et notamment dans des domaines d'application contraignants nécessitant soit une très grande fiabilité (aéronautique, ferroviaire) ou de très faibles taux de défaillance (automobile) rend indispensable l'étude de la fiabilité de ces dispositifs, et cela, de façon idéale, dès la phase de conception. Les principaux modes de défaillance étant d'origine thermomécanique, les études développées cherchant à prédire la durée de vie d'un assemblage dans des conditions d'utilisation données nécessitent une bonne connaissance des propriétés mécaniques des matériaux (lois de comportement) ainsi que des modes de défaillance (analyse et modélisation). Dans cet article, nous décrirons causes et les mécanismes de ces dégradations.*

## 1. Introduction

Les convertisseurs statiques d'énergie nécessitent, pour avoir des rendements compatibles avec nos exigences énergétiques et économiques, de fonctionner en commutation (ils ont ainsi une fonction d'interrupteur). A la suite des systèmes à commutation mécanique et des tubes à gaz, les composants à semi-conducteur de puissance ont permis de réaliser des fonctions « interrupteurs » toujours plus fiables et plus performantes. Ces progrès ont conduit à l'essor rapide de l'électronique de puissance que l'on connaît, des faibles (qqes W) jusqu'aux très grandes puissances (quelques 100 MW). La fonction interrupteur moderne est construite autour de la « puce » semi-conductrice elle-même couplée à un boîtier associé à un dissipateur de chaleur.

Les modules de puissance à semi-conducteur utilisés dans les convertisseurs statiques d'énergie assurent ainsi la fonction d'interrupteur commandé (c'est le cas des transistors) ou non commandé et l'on parle alors de commutation spontanée (c'est le cas des diodes). Pour réduire le volume des composants passifs (inductances, transformateurs, condensateurs) associés aux structures de conversion, mais également pour accélérer la dynamique de réponse de ces convertisseurs, on cherche à augmenter les fréquences de découpage auxquelles commutent ces interrupteurs.

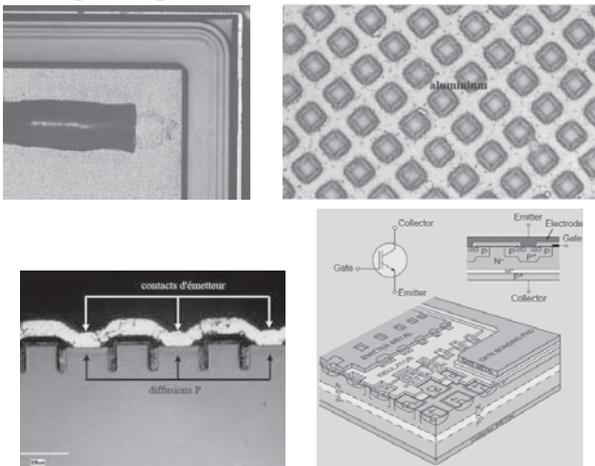
Or, les interrupteurs à base de semi-conducteur (principalement silicium) ne sont pas idéaux et ils présentent une chute de tension à l'état passant (donc des pertes par conduction) et des pertes par commutation (ces dernières sont proportionnelles à la fréquence de découpage). Dans le même temps, la

tendance actuelle est à l'intégration poussée de ces dispositifs. Cette intégration qui s'accompagne d'une réduction de la surface des puces est permise par des améliorations technologiques au niveau des puces semi-conductrices, mais aussi par l'introduction de matériaux semi-conducteurs à grand gap aux propriétés plus intéressantes que celles du silicium (plus faible résistance spécifique notamment) [1].

Les puces de puissance sont des composants verticaux d'une épaisseur variant entre environ 70 $\mu$ m pour des transistors de tenue en tension 600V jusqu'à environ 1mm pour les dispositifs devant assurer le blocage des tensions les plus élevées (de l'ordre de 10 kV). La surface des puces est limitée à environ 1cm<sup>2</sup> afin de maximiser les rendements de fabrication à partir des tranches de silicium. Les puces transistors MOSFET (Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor) et IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) sont constituées par la mise en parallèle de cellules élémentaires (transistors élémentaires) avec une densité d'intégration toujours plus élevées (entre 1 et 10 millions de cellules élémentaires par cm<sup>2</sup>) afin d'améliorer les performances électriques des composants. La Fig. 1 montre les cellules élémentaires sur une puce de puissance. Les modules de puissance peuvent ensuite intégrer plusieurs puces en parallèles en fonction du niveau de courant souhaité.

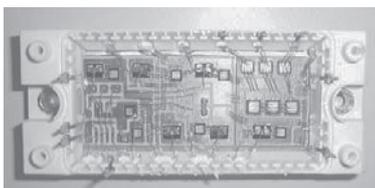
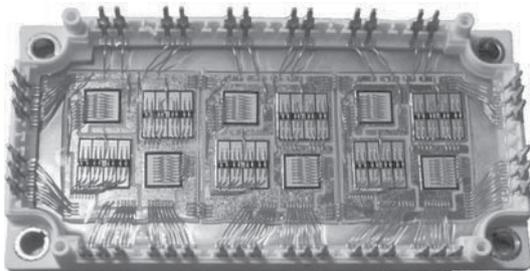
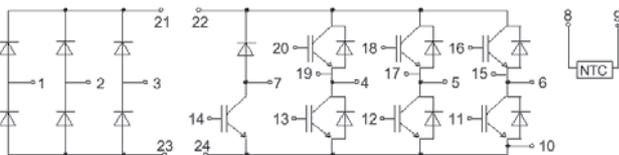
On assiste donc à une augmentation continue des densités surfaciques de pertes dans les puces qui atteignent aujourd'hui couramment quelques 100 W/cm<sup>2</sup>. Or, ces puces doivent être assemblées dans un boîtier permettant simultanément l'évacuation vers un

refroidisseur des pertes dans les puces, l'isolation électrique des puces du boîtier et la connexion électrique des puces vers l'extérieur du boîtier.



**Figure 1 :** Cellules élémentaires verticales d'une puce de puissance, (a) surface supérieure de la métallisation de puce à deux échelles différentes montrant le motif des cellules élémentaires, (b) coupe d'une puce montrant les cellules élémentaires (grille à tranchée), (c) représentation schématique d'un transistor IGBT (grille latérale)

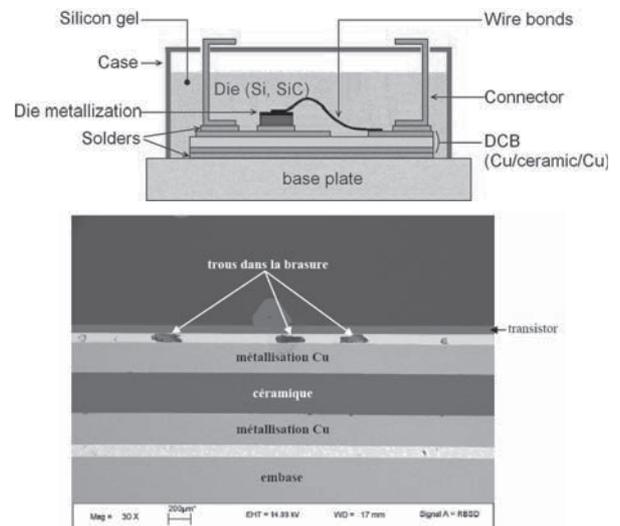
La figure suivante montre deux exemples de modules de puissance. Le premier intègre diverses fonctions de conversion d'énergie (redresseur, hacheur de récupération et onduleur triphasé) et permet la commande d'un moteur triphasé alternatif en générant des signaux triphasés en sortie de l'onduleur (broches 4, 5, 6) de fréquence et tensions efficaces variables à partir d'une source de tensions triphasées de fréquence et de tension efficace fixe (broches 1, 2, 3).



**Figure 2 :** Modules de puissance, (a) module intégré 15A 600V, (b) module onduleur triphasé 200A 600V

La Fig. 3 présente une coupe simplifiée d'un module de puissance à semi-conducteur. La puce est isolée de la semelle (qui est montée sur un refroidisseur à air ou eau) par l'intermédiaire d'un substrat céramique métallisé. La céramique utilisée ( $Al_2O_3$ , AlN,  $Si_3N_4$ ) assure les fonctions antagonistes d'isolation électrique et de conduction de la chaleur. En fonction de contraintes (principalement économiques), le choix se portera sur les céramiques possédant les conductivités thermiques les plus élevées. On verra toutefois que la contrainte à rupture peut également être un élément de choix déterminant de ces matériaux. La puce est reliée à l'extérieur du module par des connecteurs (généralement brasés sur la métallisation supérieure du substrat céramique) et des fils généralement en aluminium (fils de bonding) soudés sur la puce (soudure ultrasonique) et de diamètre variant entre environ 100 et 500 $\mu m$  pour les puces de forte intensité nominale.

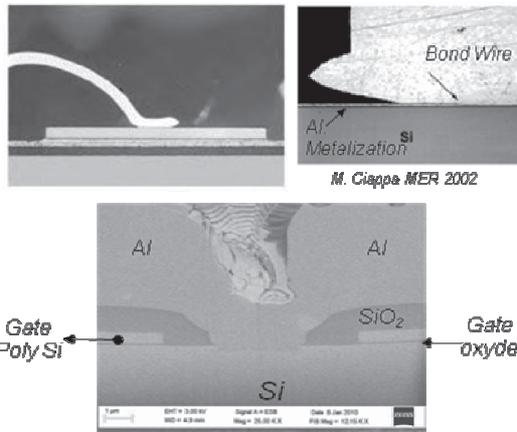
La puce est brasée sur la métallisation supérieure du substrat céramique. Cette brasure assure également la circulation du courant traversant la puce dans son épaisseur (ce courant est collecté par les fils de bonding sur la surface supérieure de la puce). Enfin, le substrat céramique est également brasé (généralement par un brasure à plus faible température de fusion que la précédente) sur la semelle du module qui sera montée sur le refroidisseur.



**Figure 3 :** Coupe d'un module de puissance à semiconducteur

Le report des fils de bonding se fait par soudure ultrasonique sur une métallisation qui est déposée sur la puce (généralement en aluminium et d'épaisseur pouvant varier entre 3 et 10 $\mu m$ ). Cette métallisation assure également la fonction de collecte du courant à travers l'ensemble des cellules constituant la puce, mais permet également l'inhibition de composants parasites (mise en court-circuit de jonctions PN

internes) dont le déclenchement intempestif entrainerait la défaillance de la puce [2].



**Figure 4 :** Partie supérieure de la puce, (a) connexion par fil de bonding [3], (b) report d'un fil de bonding sur la métallisation de puce, (c) métallisation d'aluminium déposée sur la puce

Le tableau 1 [4-6] décrit les principales propriétés physiques des matériaux utilisés dans cet assemblage. On constate des propriétés extrêmement variés avec des matériaux fragiles (céramiques), élastoplastiques (aluminium, cuivre..) et élasto visco plastique en ce qui concerne les brasures.

En fonctionnement, et à cause des pertes dissipées dans les puces, l'ensemble de l'assemblage voit sa température s'élever avec des gradients de température dépendant de la conductivité thermique des matériaux utilisés et de la surface effective du flux de chaleur. La surface supérieure de la puce est portée, en cours de fonctionnement, à la température la plus élevée de l'assemblage. La figure 5 [7] montre l'élévation calculée de la température dans un assemblage de puissance pour deux céramiques différentes (AlN et Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>). La faible conductivité thermique de l'alumine se traduit par une élévation de température considérablement plus importante. On remarque également que, malgré leur faible épaisseur (de 50 à 100µm), les deux couches de brasures sont responsables d'une élévation de température significative liée, là encore, à la relativement faible conductivité thermique des matériaux de brasure dont quelques éléments représentatifs sont décrits dans le Tableau 1.

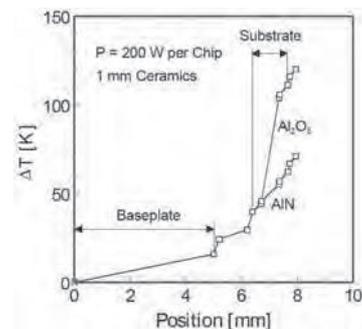
Les puces silicium sont limitées à des températures maximales de l'ordre de 125 à 175°C selon le niveau de tension de claquage. L'utilisation de composants SiC doit permettre à terme d'augmenter la température max. au niveau du cristal et par la même occasion faciliter l'évacuation des calories vers la semelle et donc permettre une réduction significative de la taille des refroidisseurs.

Ces quelques remarques montrent que les variations de température peuvent être élevées au sein des modules de puissance et cela d'autant plus que l'on se rapproche de la surface supérieure des puces.

L'autre importante remarque que l'on peut tirer du Tableau 1 concerne les différences de coefficients de dilatation thermiques des différents matériaux utilisés.

Constituant	Matériaux	Propriété	CTE ppm.K <sup>-1</sup>	λ Wm <sup>-1</sup> K <sup>-1</sup>
Fils de bonding, Métallisation	Aluminium	élastoplastique	23.1	237
	Silicium	fragile	2.6	130
Puce	SiC		3.7	500
Brasures (quelques exemples)	Sn <sub>63</sub> Pb <sub>37</sub>	élasto visco plastique	25	51
	Pb <sub>92,5</sub> Sn <sub>5</sub> Ag <sub>2,5</sub>		21	50
	Sn <sub>96,5</sub> Ag <sub>3</sub> Cu <sub>0,5</sub>		23	55
Substrat céramique	Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	fragile	7.5 – 8.1	20-30
	AlN		4.2 – 5.2	170-260
	Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub>		2.7 – 3.4	60
Métallisation substrat	Cuivre	élastoplastique	16,5	385

**Tableau 1.** Propriétés des principaux matériaux utilisés dans l'assemblage d'un module de puissance à semi-conducteur [4, 5, 6]



**Figure 5 :** Elévation de température dans l'assemblage [7]

Lors des cycles de fonctionnement, les pertes dans les puces et l'élévation de température au sein du module de puissance qui en découle (échauffement / refroidissement liés aux phases de fonctionnement / arrêt) se traduit par des contraintes mécaniques cycliques aux interfaces qui résultent des différences de coefficients de dilatation thermique entre les matériaux. A ces phases de cyclage actif peuvent également s'ajouter des phases de cyclages passifs liées aux variations de température ambiante. A titre d'exemple, un module de puissance placé à proximité d'un réacteur d'avion pourra voire, dans le pire des cas,

sa température varier entre  $-55^{\circ}\text{C}$  et  $+200^{\circ}\text{C}$  lors des phases de décolage par exemple.

Ce sont les contraintes d'origine thermomécanique qui sont responsables des principaux modes de défaillance observés sur ces modules. D'autres phénomènes physiques (électromigration, corrosion, décharges électrostatiques...) peuvent également être à l'origine de défaillances, mais nous nous focaliserons ici uniquement sur les défaillances d'origine thermomécanique et résultant principalement des différences de CTE entre matériaux.

Le développement important de l'électronique de puissance et notamment dans des domaines d'application contraignants nécessitant soit une très grande fiabilité (aéronautique, ferroviaire) ou de très faibles taux de défaillance (automobile) rend indispensable l'étude de la fiabilité de ces dispositifs, et cela, de façon idéale, dès la phase de conception. En France, les premières études de ce type sur des composants d'électronique de puissance ont été menées dans des laboratoires tels que l'IMS [8] et le LTN IFSTTAR [9]. Depuis quelques années, et dans le cadre du GDR SEEDS, les activités de recherche se sont développées impliquant maintenant l'ensemble de la communauté [10-22]. Les principaux modes de défaillance étant d'origine thermomécanique, les études développées cherchant à prédire la durée de vie d'un assemblage dans des conditions d'utilisation données nécessitent une bonne connaissance des propriétés mécaniques des matériaux (lois de comportement) ainsi que des modes de défaillance (analyse et modélisation). L'étude fine des dégradations d'origine thermomécanique nécessite ainsi maintenant des collaborations étroites entre équipes ou laboratoires d'électronique de puissance et des spécialistes des matériaux [18-22].

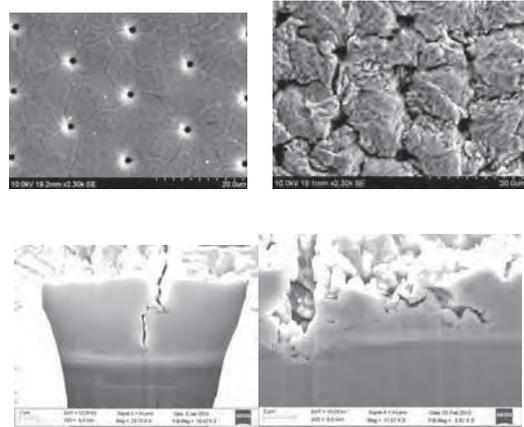
## 2. Dégradation de l'assemblage et Modes de défaillance

### 2.1 Métallisations de puces

Les variations de température sur la surface supérieure des puces se traduisent par l'apparition de contraintes cycliques de compression et de dilatation au niveau de la métallisation en aluminium déposée sur ces puces. En cours de vieillissement, après plastification de la métallisation d'aluminium on peut noter l'apparition de fissures qui se propagent dans l'épaisseur de la métallisation [23-27].

Il a été montré [27] que la dégradation de la métallisation pouvait entraîner une variation de la résistivité superficielle de cette couche dans un facteur de l'ordre de 10. Cette importante variation a des effets sur les pertes dans la métallisation et donc sur la

température maximale au niveau de la puce (surtout pour les composants basse tension pour lesquels les pertes dans la métallisation et les fils peuvent être une part non négligeable des pertes totales), mais aussi sur la répartition du courant dans l'ensemble des cellules constituant la puce. Des travaux sont en cours pour comprendre l'origine physique de la défaillance apparaissant suite à une dégradation importante de la métallisation et modéliser ses effets, mais aussi pour rechercher des indicateurs de vieillissement pertinents.



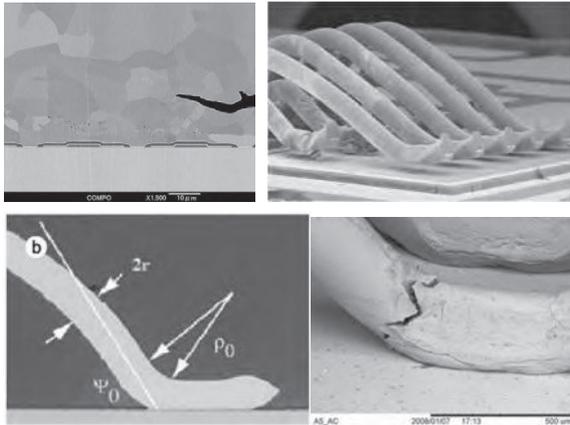
**Figure 6 :** Dégradation de la couche de métallisation, (a) face supérieure de la puce, état initial, (b) face supérieure de la puce après dégradation, (c) coupe FIP après 29000 cycles de vieillissement à  $0,47\text{J/cycle}$ , (d) coupe FIP après 32000 cycles à  $1,15\text{ J/Cycle}$  [27]

D'autre part, les propriétés physiques de la métallisation de faible épaisseur ( $3$  à  $10\mu\text{m}$ ) sont mal connues, et des travaux spécifiques de caractérisation devraient être menés afin de les caractériser.

Enfin, les observations fines de la métallisation montrent une recristallisation de la métallisation en cours de vieillissement s'accompagnant de glissements de dislocations et d'une « propagation » des fissure apparaissant aux joints de grain. Des travaux spécifiques de modélisation devraient ainsi être développés pour chercher à modéliser les mécanismes de dégradation.

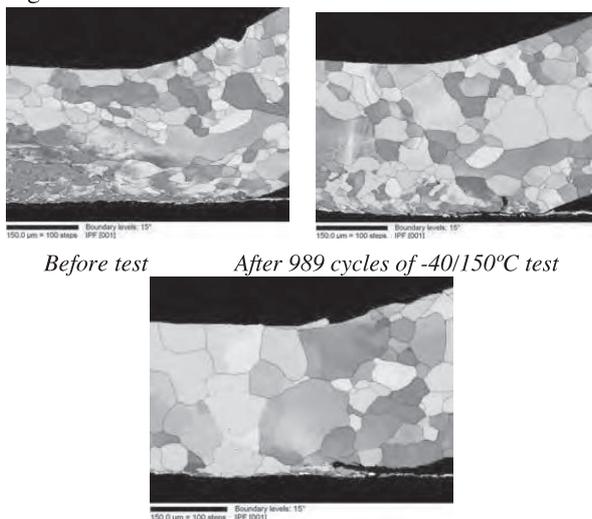
### 2.2 Fils de bonding

Là encore, ces fils étant reportés sur la surface supérieure des puces, les différences de coefficient de dilatation thermique entre silicium et aluminium sont responsables, après vieillissement, du « décollement » de ces fils après initiation puis propagation cycle à cycle d'une fissure dans l'aluminium (Fig. 7.a et 7.b). La fracture au niveau des pieds de fils de bonding (Fig. 7c et 7d) résulte quant à elle de la flexion répétée à chaque cycle d'échauffement/refroidissement du fil liée aux phases de dilatation/compression du fil.



**Figure 7 :** Dégradations au niveau des fils de bonding, (a) [10] propagation d'une fissure dans l'aluminium du fil au voisinage de l'interface Si/Al amenant à (b)[3] levée de fils de bonding après vieillissement, (c) fissuration dans les pieds de bonding, paramètres d'un modèle de durée de vie et (d) visualisation d'une fissure dans le pied du fil

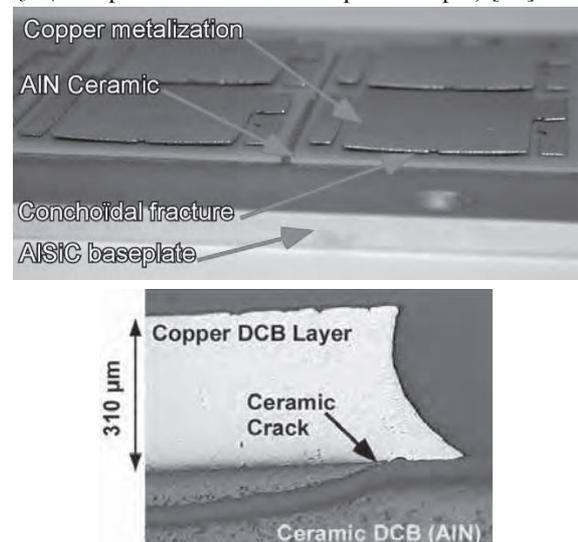
De nombreux travaux ont été effectués pour relier ces défaillances aux cycles de température [3,29]. La figure 8 [28] présente toutefois des images issues d'une analyse EBSD en cours de cyclage. A l'état initial on constate des grains de petite dimension à proximité de l'interface Si/Al. La soudure ultrasonique des fils sur la métallisation de puce peut expliquer cette modification de structure. On observe ensuite en cours de cyclage une recristallisation de l'aluminium avec agglomération des grains. L'effet est d'autant plus significatif que la température maximale et/ou l'amplitude de variation des cycles est élevée. Les modifications structurales liées à la soudure des fils puis au vieillissement n'est pas sans effet sur les propriétés mécaniques du fil d'aluminium rendant délicate une modélisation fine du mécanisme de dégradation.



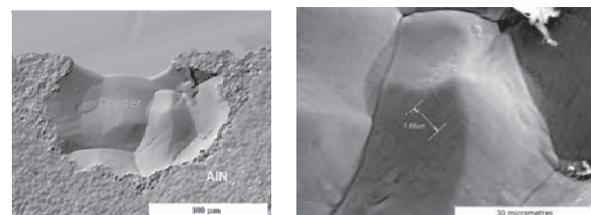
**Figure 8 :** Recristallisation de l'aluminium en cours de cyclage fonction de la température maximale et/ou de l'amplitude de variation de température [28].

### 2.3 Substrats céramiques métallisés

Sous des cycles de variation de température de forte amplitude on peut observer le décollement des métallisations de cuivre du substrat céramique. Une analyse fine de ce mode de défaillance [30, 31] a montré que la fissure s'initiait dans le cuivre à l'interface cuivre céramique. La fracture de la céramique peut découler d'une concentration de stress aux points de singularité ou à cause de défauts qui sont statistiquement distribués dans le matériau. La fissure qui se propage dans le cuivre cycle à cycle, en renforçant les contraintes à l'extrémité de la fissure, tend à bifurquer dans la céramique lorsque les contraintes à rupture sont atteintes dans ce matériau fragile. Il a également été montré que la durée de vie de l'assemblage augmentait avec la diminution de l'épaisseur de la métallisation et l'augmentation des contraintes à rupture du matériau céramique (intérêt du  $Si_3N_4$  comparativement à l'AlN par exemple) [32].



**Figure 9 :** Fracture dans la céramique en cyclage thermique de forte amplitude (-35°C / +230°C) [32]



**Figure 10 :** Observations après défaillance, (a) traces de cuivre sur la céramique après défaillance, (b) stries de fatigue sur les traces de cuivre présentes sur la céramique après défaillance [30]

L'étude du vieillissement de telles structures a nécessité des caractérisations de matériaux (céramique et cuivre) en adéquation avec les besoins liées à une étude d'initiation de la fracture dans le cuivre puis la céramique par la mécanique de la rupture. La probabilité de la défaillance de la céramique a été étudiée grâce à la théorie du maillon faible et a

nécessiter de caractériser un nombre important d'éprouvettes de différentes géométries. Une loi de Weibull permet alors de rendre compte de la probabilité de défaillance en fonction des contraintes. La caractérisation du cuivre et l'obtention de ses propriétés mécaniques (modèle de Chaboche) permet ensuite, à l'aide de travaux de modélisation, l'estimation du facteur d'intensité des contraintes. La comparaison du facteur d'intensité des contraintes à la ténacité de la céramique détermine l'apparition ou non de la fracture fragile dans la céramique. Cet exemple d'étude est ainsi parfaitement représentatif de l'apport de spécialistes des matériaux (lois de comportement, fracture) sur ce type d'études.

#### 2.4 Brasures

Deux types de brasures sont utilisés dans les modules de puissance. La brasure puce/substrat est de surface plus réduite que celle entre substrat et semelle mais voit des niveaux de température et de variations de température plus élevés.

Là encore, le cyclage thermique est responsable de contraintes dans la brasure liées aux différences de coefficients de dilatation thermique entre les matériaux brasés. La fatigue se traduit généralement par l'apparition d'une fissure qui, en se propageant, a pour effet de réduire la section du flux thermique ce qui entraîne une élévation de température qui a terme détruit la puce.

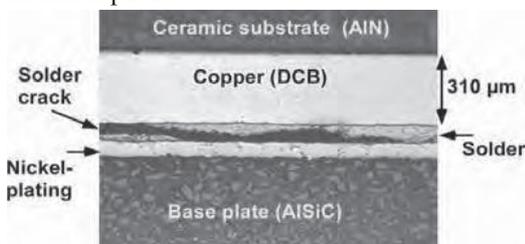


Figure 11 : Fracture dans la brasure basse entre substrat céramique et semelle

Les brasures comptent parmi les matériaux les plus susceptibles d'entraîner la défaillance des modules de puissance, et de très nombreuses études ont été menées afin de chercher à modéliser la durée de vie de ces brasures pour des contraintes thermiques données.

S'il a été montré que les modèles basés sur la variation de l'énergie plastique cumulée par cycle pouvaient fournir des résultats plus pertinents que des modèles uniquement basés sur les déformations plastiques [36], l'ensemble de ces modèles supposent un matériau de brasure homogène. Ils peuvent de plus être relativement sensibles au maillage. Les fissures s'initiant aux points singuliers, le calcul des énergies ou déformations plastiques à proximité des singularités

peuvent être entachés d'erreurs importantes. Enfin, il a été montré que, en présence d'inter-métalliques, la fissuration pouvait s'initier au niveau des intermétalliques, ce que de tels modèles ne peuvent correctement représenter [37].

#### 3. Conclusion

Ce papier décrit la structure multi-matériaux des modules de puissance à semiconducteur. A travers un descriptif des principaux modes de défaillance d'origine thermomécanique apparaissant sur des modules de puissance classiques, nous avons cherché à mettre en évidence les besoins de connaissances fines des matériaux (structure et caractérisations) et des modes de dégradations (fissurations) qui doivent permettre, à terme, une estimation de la durée de vie de ces dispositifs sous des contraintes thermiques imposées par l'environnement et le fonctionnement des convertisseurs de puissance.

#### 4. Références

- [1] Allard B., « L'électronique de puissance : bases, perspectives, guide de lecture. » *D 3 060 Techniques de l'Ingénieur* 2006.
- [2] Lefebvre S. Miserey F., « Composants à semi-conducteur pour l'électronique de puissance », *Editions TEC&DOC, Lavoisier*, 2004
- [3] Ciappa M., « Selected failure mechanisms of modern power modules » *Microelectronics Reliability*, vol. 42, Issues 4-5, p. 653-667, avr.-mai 2002
- [4] McCluskey P. & al. « Packaging of power electronics for high temperature applications » *Advancing Microelectronics*, January/February 1998, pp 19-24
- [5] Lostetter A.B., Barlow F., Elshabini A., "An overview to integrated power module design for high power electronics package", *Microelectronics reliability* 40, 2000
- [6] Bouardoudj Berkani M., Dupont L., « fatigue des composants électroniques de puissance », *Techniques de l'ingénieur*, D3126, 2010
- [7] Lefranc G., Mitic G., Schultz H.J. « Thermal management and reliability of multi-chip power modules » *Microelectronics Reliability*, 2001
- [8] E. Woïgard, "Contribution à l'étude d'une intégration hybride, adaptée à l'électronique automobile", *Thèse de l'université Bordeaux I*, 1992
- [9] A. Hamidi, « Contribution à l'étude des phénomènes de fatigue thermique des modules IGBT de forte puissance destinés aux applications de traction » *thèse de doctorat, institut national polytechniques de lorraine*, 1998.
- [10] Smet V., « Aging and failure modes of IGBT power modules undergoing power cycling in high temperature environments », *Thèse de l'université Montpellier II*, 2010
- [11] Jacques S., Etude de la fatigue thermomécanique des composants de puissance de type triac soumis à des cycles actifs de température, *Thèse de l'université de Tours*, 2010
- [12] Dupont L., « Contribution à l'étude de la durée de vie des assemblages de puissance dans des environnements haute température et avec des cycles de température de grande amplitude », *thèse de l'ENS de Cachan*, 2006

- [13] Guédon-Gracia A., « Contribution à la conception thermo-mécanique optimisée d'assemblages sans plomb », *Thèse de l'université Bordeaux 1*, 2005
- [14] Bouaroudj M., « Etude de la fatigue thermo-mécanique de modules électroniques de puissance en ambiance de températures élevées dédiés à la traction de véhicules hybrides », *thèse de l'ENS de Cachan*, septembre 2008
- [15] Mermet-Guyennet M., Perpina X., Pitona M. « Revisiting power cycling test for better life-time prediction in traction » *Microelectronics Reliability*, vol. 47, Issues 9-11, p. 1690-1695, sept.-nov. 2007.
- [16] Lu H., Bailey C., Yin C., « Design for reliability of power electronics modules ». *Microelectronics Reliability*, vol. 49, Issues 9-11, p. 1250-1255, sept.-nov. 2009.
- [17] Malandrucolo V., Ciappa M., Rothleitner H., Fichtner W., « A new built-in screening methodology to achieve zero defects in the automotive environment ». *Microelectronics Reliability*, vol. 49, Issues 9-11, p. 1334-1340, sept.-nov. 2009.
- [18] Guédon Garcia A., Woïgard E. & al., « An assessment of the connection between the working operations of a thyristor system used in a power plant and accelerated ageing tests ». *IEEE Industrial Electronics*, vol. 2, p. 803-807, mai 2004.
- [19] Sauveplane J B, « Caractérisation thermomécanique de films métalliques déposés en couche mince pour la simulation de la fiabilité de composants microélectroniques de puissance », *Thèse de l'INSA de Toulouse*, 2007
- [20] Pietranico S. « Analyses de matériaux pour l'étude de la fiabilité de modules de puissances à semi-conducteur », *Thèse de l'ENS de Cachan*, décembre 2010
- [21] Martineau D., Mazeaud T., Legros M., Dupuy Ph., Levade C., « Characterization of alterations on power MOSFET devices under extreme electro-thermal fatigue » *Microelectronics Reliability*, Volume 50, Issues 9-11, September-November 2010, Pages 1768-1772
- [22] Robert C., Pommier S., Lefebvre S., Massiot M., Ortali M., « Fatigue of ceramics-tungsten electronic power substrates tridimensional multilayers ». *Fatigue Design* 2011.
- [23] D. Martineau, T. Mazeaud, M. Legros, Ph. Dupuy, C. Levade, G. Vanderschaeve, « Characterization of ageing failures on power MOSFET devices by electron and ion microscopies » *Microelectronics Reliability* volume 49 (2009) pages 1330-1333
- [24] Khong B. , Legros M., Tounsi P. , Dupuy P., Chauffleur X., Levade C., Vanderschaeve G., Scheid E., « Characterization and modelling of ageing failures on Power MOSFET Devices » *Microelectronics Reliability* 47, 1735, 2007
- [25] Arab M., Lefebvre S., Khatir Z., Bontemps S., "Ageing of IGBT transistors under repetitive short-circuits operations", *IEEE PESC'08*, Juin 2008, Rhodes, Grèce
- [26] Lutz, T. Hermann, M. Feller, R. Bayerer, T. Licht, R. Amro, Power cycling induced failure mechanisms in the viewpoint of rough temperature environment, *Proceedings of the 5<sup>th</sup> International Conference on Integrated Power Electronic Systems*, 2008, pp 55-58
- [27] Pietranico S., Lefebvre S., Pommier S., Berkani Bouaroudj M., Bontemps S., "A study of the effect of degradation of the aluminium metallization layer in the case of power semiconductor devices" *Microelectronics reliability*, Volume 51, Issues 9-11, September-November 2011, Pages 1824-1829
- [28] Yamada Y. and al. « Reliability of wire-bonding and solder joint for high temperature operation of power semiconductor device » *Microelectronics reliability* Volume 47, Issue 12, December 2007, Pages 2147-2151
- [29] A. Hamidi, N. Beck and al., "Reliability and lifetime evaluation of different wire bonding technologies for high power IGBT modules", *Microelectronics Reliability*, Vol. 39, Issues 6-7, June-July 1999, pages : 1153-1158.
- [30] Pietranico S., ans al. « Characterisation of power modules ceramic substrates for reliability aspects », *Microelectronics Reliability*, vol. 49, p. 1260-1266 (2009).
- [31] Pietranico S., Pommier S., Lefebvre S., Pattofatto S., « Thermal fatigue and failure of direct bonded copper substrates ». *Int Jal of Fatigue*. Vol 31. Num 11-12. Pages 1911-1920. 2009
- [32] Dupont L., & al. « Effects of metallization thickness of ceramic substrates on the reliability of power assemblies under high temperature cycling », *Microelectronics Reliability* 46, pp 1766-1771, September-November 2006
- [33] Engelmeier W., Mahidhara R.K., « Solder joints in electronics : design for reliability ». *Design and Reliability of Solders and Solder Interconnections*, The Minerals, Metals & Materials Society, Warrendale, p. 9-19, 1997.
- [34] Manson, s.S.S, « Thermal stress and low cycle fatigue ». *McGraw-Hill* , p. 125-192 (1966).
- [35] Darveaux R., « Effect of simulation methodology on solder joint crack growth correlation and fatigue life prediction », *Journal of Electronic Packaging*, vol. 124, Issue 3, p. 147-154, 2002.
- [36] Bouaroudj M. & al. "Temperature Levels Effect on Solder Lifetime During Thermal Cycling of Power Modules", *IEEE Transactions on Device and Materials and Reliability*, Vol. 8, No. 3, September 2008
- [37] Roellig M., Dudek R., Wiese S., Boehme B., Wunderle B., Wolter K.J., Michel B., « Fatigue analysis of miniaturized lead-free solder contacts based on a novel test concept » *Microelectronics Reliability* Volume 47, Issues 2-3, February-March 2007, Pages 187-195

# Introduction au vieillissement des batteries Lithium-ion et aux protocoles expérimentaux de test de durée de vie

Serge PELISSIER

IFSTTAR – Laboratoire Transport et Environnement - 25 avenue MITTERRAND 69675 Bron cedex  
serge.pelissier@ifsttar.fr

**Résumé :** La maîtrise du vieillissement des batteries Lithium-ion est un point clé dans le développement des applications embarquées et notamment automobiles. Cet article donne certaines bases nécessaires pour comprendre les enjeux et interpréter les résultats annoncés pour le vieillissement des batteries. Il apparaît que la forte influence des conditions d'usage dicte les spécificités des tests nécessaires à caractériser le vieillissement d'une batterie. Les méthodologies appliquées lors des tests de vieillissement sont présentées et illustrées principalement par des exemples appliqués aux batteries de traction.

## 1. Préliminaires - Définitions

Il est utile de définir quelques notions indispensables pour décrire et caractériser le vieillissement des batteries et décrypter les divers documents que l'on peut lire sur le sujet.

En premier lieu il faut garder à l'esprit que l'appellation « batterie Lithium-ion » regroupe une large famille de batteries qui se différencient par leur composition électrochimique. Par exemple on parlera de LFP pour une batterie Lithium Fer Phosphate, de NCA pour une batterie Lithium Nickel Cobalt Aluminium, etc....

Une « batterie » est en fait constituée d'assemblages en série (pour augmenter la tension) ou en parallèle (pour augmenter le courant). On appelle usuellement « élément » le composant élémentaire électrochimique constitué d'une paire d'électrodes. Un « module » est un ensemble de quelques éléments (de l'ordre de la dizaine) reliés entre eux et généralement contrôlés par un dispositif électronique qui assure la surveillance de la tension et de la température de chaque élément. L'équilibrage des éléments peut être géré au niveau de ce module. Un « pack » rassemble plusieurs modules. La surveillance des différents modules et la gestion de leur énergie est assurée par ce qui est couramment appelé le « BMS » (Battery Management System).

On définit la capacité nominale d'une batterie en « Ah » comme la quantité de charge que cette batterie peut délivrer en une heure. Ainsi une batterie Lithium de 8Ah se décharge en 1h sous un courant de 8A. A partir de cette valeur de capacité nominale on construit le régime de courant qui est une valeur normalisée du courant. Un courant de 1C pour une batterie de 8Ah est 8A ; un courant de C/2 est 4A ; etc...

Il est important de différencier le vieillissement de l'autodécharge d'une batterie. L'autodécharge se traduit par une baisse de l'énergie stockée qu'il suffit de recharger pour que la batterie retrouve son niveau initial ; le vieillissement correspond à une détérioration

irréversible des performances. Ce vieillissement est soit « calendaire » ou « en cyclage ». Le vieillissement calendaire intervient lorsque la batterie est au repos ou en stockage. Les paramètres qui influent ce mode de vieillissement sont la température et l'état de charge.

Lorsque la batterie est utilisée en décharge ou en recharge, on parle de vieillissement en cyclage. Ce dernier peut être influencé par de nombreux paramètres : température, variation de l'état de charge, forme de courant, .... Le vieillissement en cyclage dépend donc très fortement de l'usage.

Enfin le choix du modèle équivalent utilisé pour la batterie doit être abordé en fonction des objectifs. Si l'on s'intéresse aux mécanismes physico-chimiques en œuvre il est nécessaire de considérer un modèle complet qui comprend généralement une partie résistive et une partie dynamique composée de plusieurs impédances. Ces impédances peuvent être de simples R//C en nombre plus ou moins important (de 1 à 10) ou des composants plus complexes comportant par exemple une ou plusieurs impédances de Warburg [ $Z(p) = (Qp)^{-0.5}$ ] ou des CPE (Constant Phase Element) [ $Z(p) = (Qp)^{-\alpha}$  avec  $0 < \alpha < 1$ ]. Le suivi de l'évolution de certains des composants du modèle permet de remonter aux causes des détériorations des performances. Si par contre on ne s'intéresse qu'aux effets du vieillissement sur la réponse de la batterie à une sollicitation, il suffit généralement d'un modèle plus simple comportant une ou deux cellules dynamiques (R//C ou Warburg). Dans ce cas on peut faire « vieillir » le modèle en modifiant les valeurs des paramètres du modèle en fonction de l'état de la batterie.

## Enjeux et spécificité

Le vieillissement des batteries en limitant leur durée de vie est un inconvénient pour tous les dispositifs alimentés par des batteries : téléphonie, informatique, jouet, véhicule, alimentation secourue, outillage... Mais toutes les applications ne sont pas concernées au même niveau. En effet dans certains cas, soit le

renouvellement de l'appareil peut intervenir avant la fin de vie de la batterie, soit le prix de la batterie n'est pas un investissement important. Il n'en est pas de même pour les applications automobiles : d'une part le prix d'un pack peut atteindre plusieurs milliers d'euros et d'autre part la durée de vie attendue est idéalement d'une dizaine d'années. Il faut aussi signaler que certaines applications peuvent avoir des exigences différentes au niveau des performances. Ainsi une batterie d'applications automobiles pourra être considérée en fin de vie pour des raisons de perte de puissance ou de capacité massique mais convenir pour des applications stationnaires moins exigeantes en poids et en puissance disponible. On parle actuellement de seconde vie potentielle des batteries de véhicules électriques, mais un tel schéma pose, outre les questions scientifiques sur le vieillissement, des questions de perspectives économiques qui sont loin d'être simples.

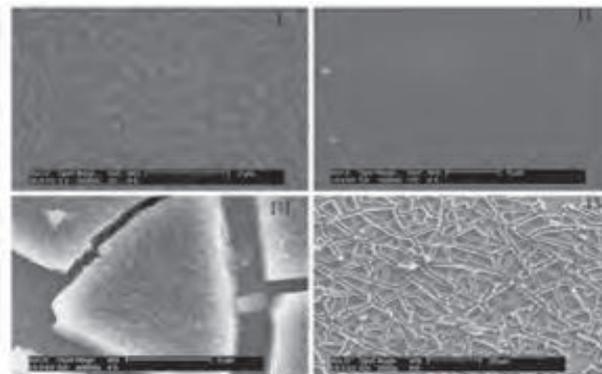
Une particularité importante des batteries Lithium est la relative non maturité industrielle des technologies et leur évolution rapide. Cela rend difficiles les études de vieillissement qui nécessitent par nature du temps. Il peut arriver qu'un produit connaisse plusieurs versions et améliorations pendant les 1 ou 2 ans que dure une campagne de test de vieillissement. Une autre spécificité des batteries lithium-ion est la difficulté d'approvisionnement liée à des questions de confidentialité ou d'exclusivité. Cela est en particulier vrai dans le domaine de l'automobile où les enjeux commerciaux sont potentiellement importants.

### Mécanismes de vieillissement

Le fonctionnement d'une batterie Lithium-ion repose sur le transfert d'ions Lithium entre ses deux électrodes à travers un séparateur et un électrolyte. Ces ions s'insèrent dans l'électrode positive lors de la décharge et dans l'électrode négative lors de la charge. Le vieillissement d'une batterie se manifeste soit par une perte d'énergie en Wh (ou de capacité en Ah) soit par une augmentation de l'impédance interne qui entraîne une diminution de la puissance disponible en charge ou en décharge. Cette augmentation d'impédance induit également une perte de capacité lors d'une utilisation à fort courant. Les mécanismes de vieillissement des batteries Lithium-ion sont nombreux et complexes [1]. De façon simplifiée, ils peuvent être regroupés en deux catégories :

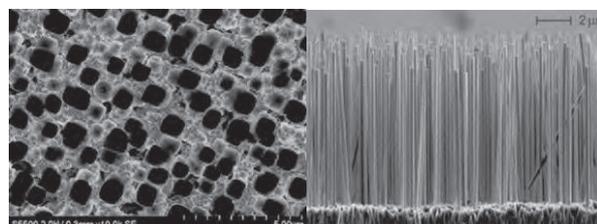
- une perte d'ions Lithium mobilisables pour les transferts de charge ; cette perte peut être provoquée par exemple par des réactions parasites qui consomment des ions Lithium. Dans ce cas le vieillissement intervient surtout au niveau de la perte de capacité.
- l'altération directe des matériaux d'électrode à cause de phénomènes divers tels que la dissolution partielle, des transitions de phase, des pertes de contact ou la passivation des particules de matière active de l'électrode ou encore la modification des propriétés électroniques. Ces phénomènes peuvent influencer directement la capacité ou bien l'impédance.

Sur la figure 1 on voit par exemple les fractures apparues après cyclage sur une électrode de Titanate-Silicium. Les pistes d'amélioration sont autant dans la composition chimique que dans les procédés de réalisation des électrodes. Ainsi la nano-structuration



**Figure 1** : surface d'une électrode négative vue au microscope électronique à balayage (I et II : batterie neuve ; III et IV : batterie vieillie)- source [1]

des matériaux d'électrodes, qui permet de réduire les contraintes mécaniques lors de l'insertion, est-elle une voie explorée pour augmenter la durée de vie. Des matériaux poreux (figure 2-a) peuvent être utilisés pour bénéficier d'une surface spécifique très grande. La figure 2-b représente une électrode réalisée avec des nanotubes. Actuellement de très nombreuses équipes de recherche de par le monde travaillent à améliorer les matériaux d'électrodes et obtenir le meilleur compromis entre puissance, énergie et durée de vie.



**Figure 2** électrodes nanostructurées : a) (à droite) matériau nano-poreux (source : Rice University). b) (à gauche) nanotubes de silicium (source : Amprius)

### Les essais de vieillissement

Les constructeurs de batteries sont les premiers à effectuer des tests de vieillissement et il est donc légitime de regarder les résultats annoncés avant d'envisager de faire ses propres essais.

Malheureusement les résultats fournis par les constructeurs sont difficilement exploitables. D'une part les résultats ne sont pas toujours documentés correctement, notamment pour les conditions de test, et d'autre part si les conditions de test sont précisées, elles peuvent différer d'un constructeur à l'autre et donc rendre toute comparaison délicate. Ainsi sur les figures 3 et 4, extraites de documents fournis par des constructeurs, apparaissent correctement la température des essais, les courants continus de charge et de décharge ainsi que la plage de variation de l'état de

charge. Cependant cette variation est de 100% dans un cas et de 20% dans l'autre.

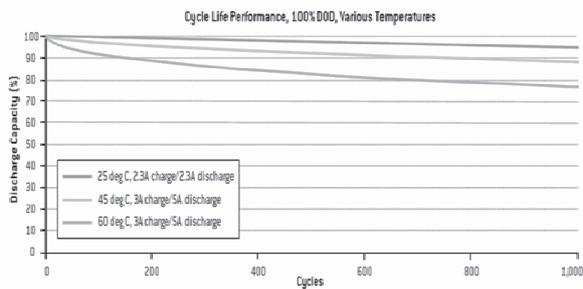


Figure 3 : exemple de données « constructeur » sur la durée de vie avec des variations de l'état de charge de 100%

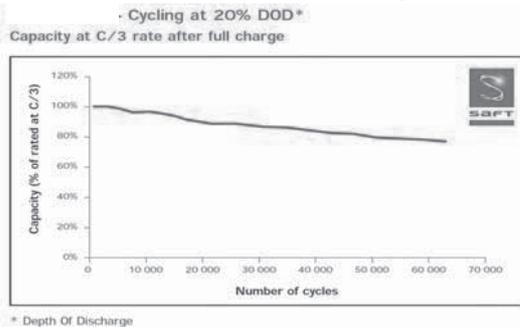


Figure 4 : exemple de données « constructeur » sur la durée de vie avec des variations de l'état de charge de 20%

Enfin, comme précédemment signalé, le vieillissement en cyclage est par nature dépendant de l'usage. Les valeurs de durée de vie annoncées par les constructeurs sont déterminées pour un usage particulier dans lequel l'état de charge varie régulièrement entre deux limites. Dans la réalité, en fonction de l'usage le profil de l'état de charge peut être très variable en fonction de l'application. La figure 5 donne des exemples de profils temporels d'état de charge pour des applications automobiles (HEV pour un véhicule hybride électrique ; EV pour un électrique ou PHEV pour un hybride électrique rechargeable). On constate la grande variabilité des profils d'usage et on imagine la difficulté de passer facilement des résultats fournis par les constructeurs à des prévisions pour une application donnée.

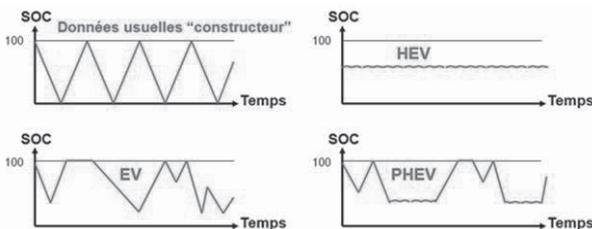


Figure 5 : profils de variation de l'état de charge usuel lors des tests « constructeur » et exemples de profils d'usage pour des applications automobiles (HEV = hybride – EV = électrique – PHEV = hybride rechargeable)

La conception d'essais de vieillissement doit être adaptée à l'application visée (véhicule électrique, véhicule hybride, téléphonie, alimentation de secours, stockage d'énergie photovoltaïque, etc...). Dans chacun des cas les profils de vieillissement doivent

correspondre aux profils d'usage réels. Ainsi, pour une batterie de sauvegarde ou d'alimentation de secours le vieillissement sera presque exclusivement calendaire. Par contre pour une application embarquée, le cyclage doit être considéré même si le calendrier est souvent important (un ordinateur portable peut rester de nombreuses heures relié à un chargeur et un véhicule électrique peut ne rouler qu'une heure par jour). Il faut aussi définir le niveau d'intégration du test. Un essai sur un élément ne sera pas le même que sur un pack complet. Dans ce dernier cas, la thermique à l'intérieur du pack devra être considérée ainsi que la dispersion entre les éléments. Un test de vieillissement sur un pack sera également influencé par les lois de gestion des éléments imposées par le BMS qui peut limiter un courant, déléster certains modules en parallèle, etc... Enfin tout test de vieillissement introduit des facteurs d'accélération. Ces facteurs peuvent être la température, la suppression des temps de repos et l'augmentation du niveau de courant ou de puissance. Cela est indispensable pour conserver une durée acceptable aux tests mais il faut faire attention à ne pas introduire des mécanismes de vieillissement différents de ceux existant dans les conditions réelles. Dans l'absolu, il faudrait pouvoir disposer d'essais de validation en durée réelle. Une dernière question sur la conception des séquences de test de vieillissement de batteries est celle du choix du profil de courant. Soit on utilise un profil issu d'un relevé expérimental soit on utilise un profil simplifié par exemple constitué de quelques créneaux ou triangles. Dans un cas on peut attendre un vieillissement représentatif de l'usage mais on aura éventuellement des difficultés à extrapoler ce résultat à d'autres profils et d'autres usages ou encore à séparer l'effet des différents motifs du profil. Dans l'autre, il sera plus aisé de mettre en évidence l'effet de tel ou tel motif pris isolément, de tel ou tel paramètre (amplitude du courant, durée d'impulsions, température,...) mais l'effet d'une combinaison de motifs sera délicat à extrapoler même avec des essais de validations.

### Exemples de protocoles

Les essais de vieillissement doivent donc être conçus avec attention et certaines communautés scientifiques ont défini sinon des normes au moins des standards pour que les tests et les résultats obtenus soient comparables. Dans le domaine des applications automobiles les constructeurs se sont regroupés au sein de consortium afin de s'entendre sur des standards. C'est le cas aux USA avec le consortium FreedomCar qui regroupe les principaux constructeurs américains et le Département Américain de l'Energie (DOE). FreedomCar et son prédécesseur le PNGV (Partnership for New Generation of Vehicles) ont rédigé de très nombreux standards qui sont largement et gratuitement diffusés sur le site du consortium [3]. Au niveau européen, il existe un consortium équivalent (EUCAR) mais dont les documents sont réservés aux membres. De la même façon l'ISO est en train de finaliser une norme internationale sur les tests de batteries pour véhicules électriques et hybrides (ISO 12405), mais

l'accès à ces documents sera payant. Dans la suite du texte, seules les applications automobiles seront détaillées, en particulier les standards « FreedomCar ».

Un essai de vieillissement comprend des phases de caractérisation alternant avec des périodes de vieillissement. Les critères de fin de vie dépendent de l'application. Cela peut être une limite de la perte en énergie (correspondant à une perte d'autonomie d'un véhicule électrique par exemple) ou de l'augmentation de l'impédance (correspondant à une perte de puissance d'un véhicule hybride par exemple).

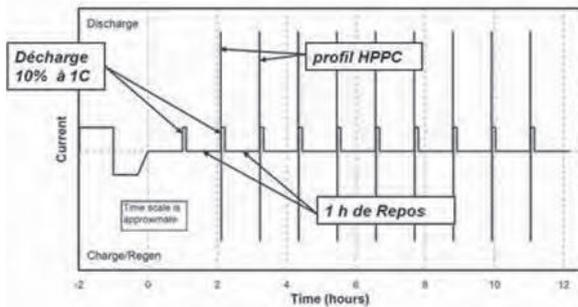


Figure 6 : séquence RPT de caractérisation pour une batterie de véhicule hybride (FreedomCar)

Dans le cas des standards « FreedomCar » la phase de caractérisation (RPT pour « Reference Performance Test ») comprend principalement une séquence d'impulsions de puissance destinées à évaluer l'impédance équivalente de la batterie et d'en déduire une puissance admissible. Dans le cas de batteries pour véhicules hybrides, la phase RPT est représentée figure 6. Elle comprend une décharge/charge de la batterie puis des profils impulsions tous les 10% de SOC séparés par des repos d'une heure.

Le profil impulsionsnel en courant appelé HPPC (Hybrid Pulse Power Characterization) est indiqué figure 7. Il est constitué d'impulsions de 10s en charge et en décharge et permet d'évaluer les impédances équivalentes en charge et en décharge à partir des formules suivantes :

$$R_{10s\_ch} = V_{ch} / I_{ch} \quad \text{et} \quad R_{10s\_rech} = V_{rech} / I_{rech}$$

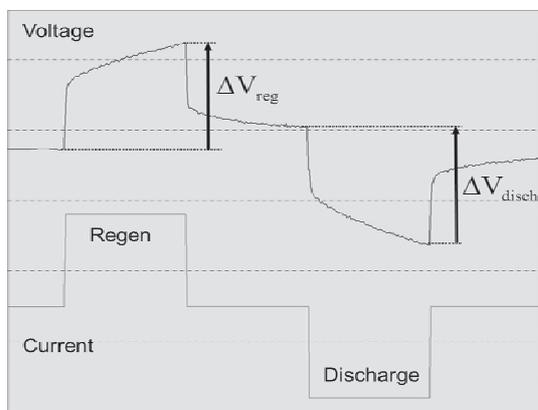


Figure 7 : chronogrammes de la tension et du courant lors d'un profil « HPPC » (FreedomCar)

Ensuite des puissances admissibles sont déterminées pour chaque valeur de SOC par les formules :

$$P_{max \text{ en charge}} = V_{max}(V_{max} - OCV) / R_{10s\_ch}$$

$$P_{max \text{ en décharge}} = V_{min}(OCV - V_{min}) / R_{10s\_rech}$$

$V_{min}$  et  $V_{max}$  sont les valeurs fournies par le constructeur de la batterie. Soulignons que ces résistances ainsi déterminées n'ont pas de réalité physique. Elles correspondent à la valeur de l'impédance de la batterie après une durée déterminée d'impulsion. La puissance associée est elle aussi « fictive » mais elle permet de donner un indicateur comparatif. On trouve parfois des calculs comparables avec les grandeurs mesurées après 0.2s, 1s ou 20s.

Une fois la caractérisation initiale effectuée, la phase de vieillissement proprement dite peut commencer. Pour un test de vieillissement calendaire le protocole recommandé par les standards « FreedomCar » est le suivant : la batterie est mise au SOC et à la température souhaités pour l'essai ; pendant 25 jours une seule impulsion quotidienne (figure 8) est appliquée. La batterie est alors caractérisée et si le critère de fin de vie n'est pas atteint, un nouveau cycle de 25 jours est relancé.

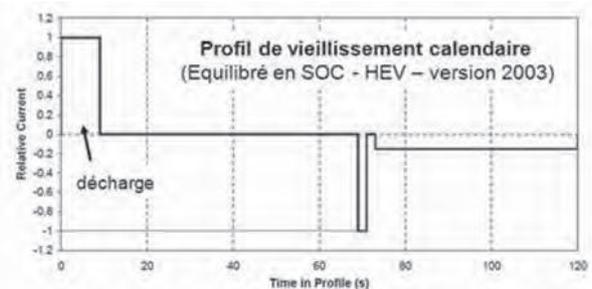


Figure 8 : impulsion quotidienne à appliquer durant les tests de vieillissement calendaire (FreedomCar)

Pour un test de vieillissement en cyclage, la batterie est soumise à une succession de profils de cyclage différents suivant l'application.

Pour un véhicule électrique, le profil de décharge DST (Dynamic Stress Test - figure 9) est répété jusqu'à décharge complète de la batterie. Après recharge, le cycle de décharge est de nouveau appliqué.

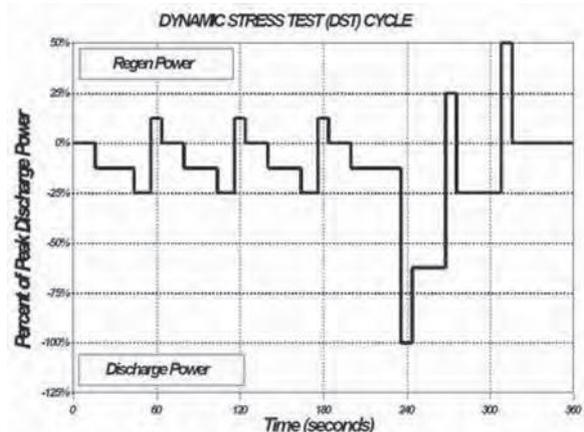


Figure 9 : profil de cyclage pour un véhicule électrique (FreedomCar - 1996)

Pour un véhicule hybride, le profil (figure 10), équilibré en charge, est répété 30 000 fois avant qu'une phase de caractérisation intermédiaire soit effectuée.

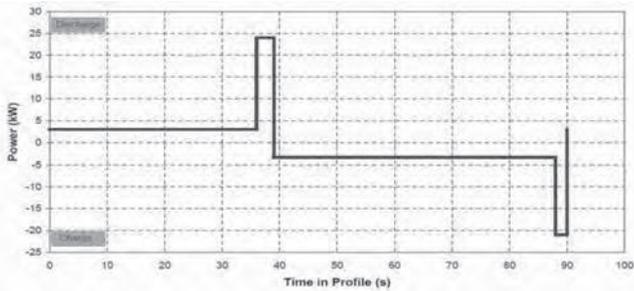


Figure 10 : profil de cyclage pour un véhicule hybride (FreedomCar – 2003)

Pour un véhicule hybride rechargeable, une combinaison de profils équilibrés (figure 10) et de profils de décharge (figure 11) est appliquée.

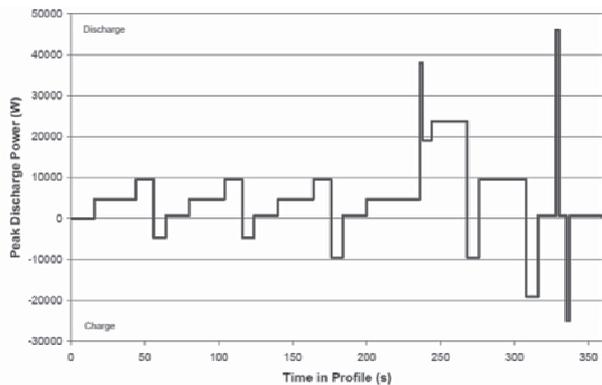


Figure 11 : profil de cyclage pour un véhicule hybride rechargeable (FreedomCar – 2007)

Il convient de préciser qu'une étude complète de vieillissement doit comporter des essais combinant des phases de calendaires et des phases de cyclage pour correspondre aux conditions réelles d'usage.

Power batteries: Current Profile P1 for Life Cycle Test

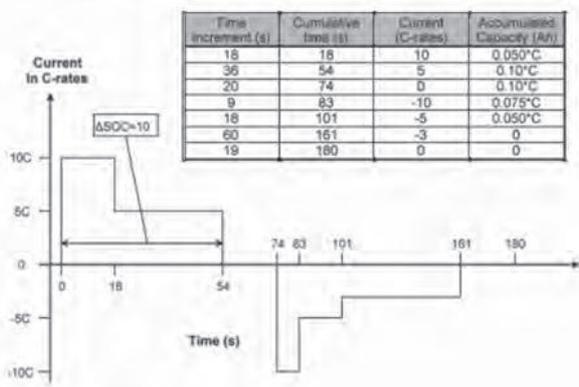


Figure 12 : exemple de profil de cyclage du standard « EUCAR » version « puissance » (source[5])

Le consortium EUCAR (European Council for Automotive R&D) [4] a proposé des standards pour tester les batteries. Celui destiné à des batteries de puissance consiste en des profils de décharge

comportant une impulsion de charge et une de décharge (figure 12) qui est appliqué dans une plage de SOC de 60-50% ou 70-50%. Quand le SOC bas est atteint la batterie est rechargée par un courant continu. Une caractérisation est effectuée toutes les 6 semaines. Un autre profil destiné aux batteries typées « énergie » est donné par la figure 13. Les niveaux de courants sont moins élevés et la variation de SOC à chaque microcycle est moindre (-2%).

Current Profile for Life Cycle Test E1- Energy Batteries

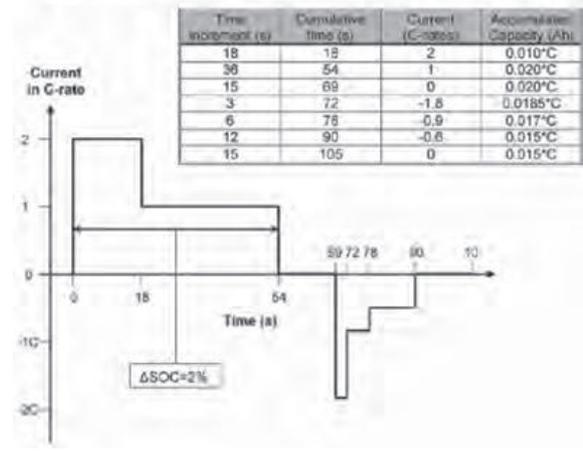


Figure 13 : exemple de profil de cyclage du standard « EUCAR » version « puissance » (source[5])

Le projet de norme ISO 12405 préconise d'utiliser un profil constitué de microcycles de décharge et de charge pour obtenir un balayage de SOC entre 80% et 30%.

Pour les applications de stockage stationnaire (en lien avec le photovoltaïque notamment) il existe également plusieurs standards qui essaient de représenter les usages eux aussi très diversifiés. La procédure IEC 61427 (figure 14) correspond à une application photovoltaïque pour laquelle la batterie fonctionnerait tantôt à faible SOC (entre 5% et 35%), tantôt à fort SOC (entre 75% et 100%) en fonction des variations saisonnières.

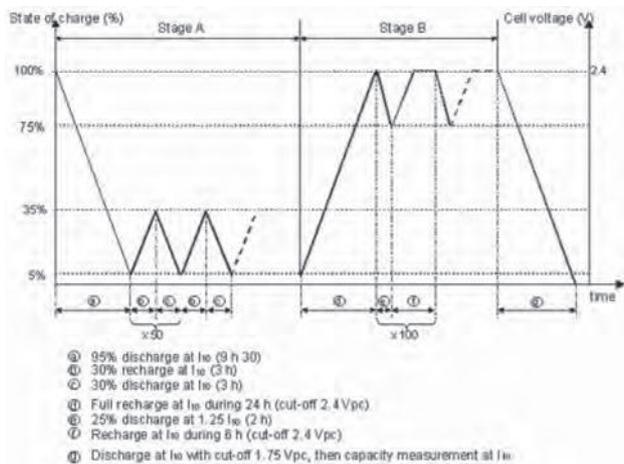
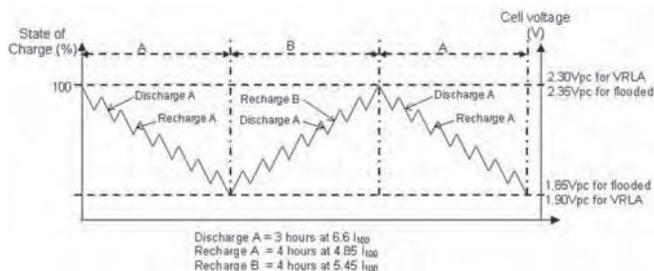


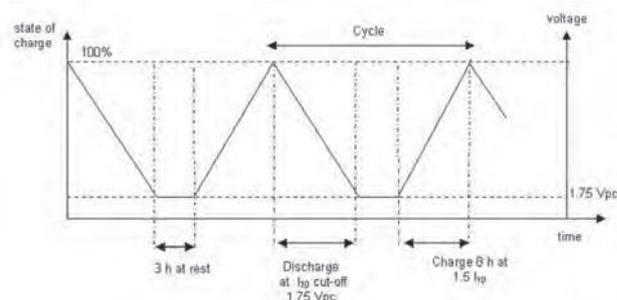
Figure 14 : procédure IEC 61427 de test pour de batteries de stockage utilisées dans les applications photovoltaïques [6].

Les mêmes considérations « saisonnières » dans la procédure NF C 58-510 donnent le profil de la figure 15. Enfin la procédure PPER (figure 16) prend en considération un fonctionnement où les batteries sont



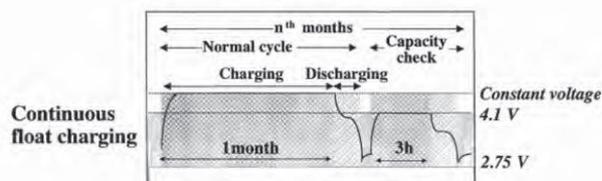
**Figure 15** : procédure NFC58-510 de test de batteries de stockage utilisées dans les applications photovoltaïques [6].

profondément déchargées et le restent durant plusieurs heures avant une recharge. Toutes ces procédures sont essentiellement calibrées pour des batteries au plomb car jusqu'à présent cette technologie était prépondérante dans ces applications. Plus de précisions peuvent être trouvées dans la référence [6].



**Figure 16** : procédure PPER de test de batteries de stockage utilisées dans les applications photovoltaïques [6].

Enfin, signalons une étude sur des batteries de secours [7] qui contient des tests de vieillissement calendaires. Contrairement au protocole préconisé par « FreedomCar » la batterie est maintenue sous tension à SOC 100. Après un mois de test, il est procédé à une caractérisation de la capacité. Un tel protocole (figure 17), qui correspond à une réalité de l'usage de la batterie dans une application de secours, impose des conditions de vieillissement calendaire différentes de celles si la batterie est laissée en autonomie. En effet l'autodécharge est alors compensée et le SOC est rigoureusement conservé pendant la durée de l'essai.



**Figure 17** : protocole de test de vieillissement calendaire pour des batteries de sauvegarde [7].

### Conclusions

Le vieillissement des batteries se manifeste par une perte de capacité et/ou une augmentation de

l'impédance interne. Cela se traduit au niveau des fonctionnalités par une perte d'autonomie et/ou de puissance. Les mécanismes physico-chimiques qui interviennent sont nombreux et sont étroitement liés aux conditions d'usage de la batterie. Si le vieillissement calendaire est « uniquement » dépendant de la température et du SOC, le vieillissement en cyclage dépend en plus des caractéristiques du profil de sollicitation (forme de courant, variation de SOC,...). Chaque application (véhicule électrique, véhicule hybride, stockage d'énergie photovoltaïque, alimentation de secours, téléphonie,...) a un profil spécifique d'usage et nécessiterait a priori un test de vieillissement spécifique. Ainsi plusieurs protocoles de test de vieillissement ont été standardisés voire normalisés. Une étude complète doit considérer les deux modes de vieillissement (calendaire et en cyclage) pour prendre en compte un éventuel couplage.

De très importants programmes de recherche sont menés dans le monde pour comprendre et modéliser les mécanismes physico-chimiques de ces vieillissements. En effet en connaissant ces mécanismes, on peut espérer pouvoir modéliser et prévoir la durée de vie d'une batterie dans une application donnée sans avoir recours à des tests longs et spécifiques.

Soyons patients, la maîtrise des conditions du vieillissement des « batteries du futur » prendra encore un peu de temps.

### Remerciements :

Cet article doit beaucoup aux nombreux échanges avec les partenaires des projets SIMSTOCK (ADEME) et SIMCAL (ANR VTT) sur le vieillissement des batteries.

### Références

- [1] "Ageing mechanisms in lithium-ion batteries" J. Vetter et al. - Journal of Power Sources vol. 147 (2005) pp. 269-281
- [2] "Investigation of crack patterns and cyclic performance of Ti-Si nano-composite thin film anodes for lithium ion batteries" Y.H. Wang et al. - Journal of Power Sources, vol. 202 (2012) pp. 236-245
- [3]. <http://www.uscar.org/guest/publications.php>
- [4] <http://www.eucar.be/>
- [5] "Ageing Testing Procedures on Lithium Batteries in an International Collaboration Context" Mario CONTE et al. - EVS25, Nov 2010
- [6] "Testing of batteries used in Stand Alone PV Power Supply Systems -Test procedures and examples of test results" Report IEA PVPS T3, October 2002
- [7] "Study of life evaluation methods for Li-ion batteries for backup applications" K. Asakura et al. - Journal of Power Sources, Vol. 119-121 (2003) pp. 902-905

# Vieillessement des condensateurs et des supercondensateurs

P. VENET

Laboratoire AMPERE UMR CNRS 5005, Université de Lyon, Université Lyon 1, pascal.venet@univ-lyon1.fr

**Résumé :** Comme l'être humain, les composants que sont les condensateurs et les supercondensateurs sont assujettis au temps et donc au vieillissement. Comme ce dernier est inévitable sa connaissance est nécessaire si on désire le maîtriser. Après un rappel sur la définition du vieillissement, cet article présente deux condensateurs très utilisés en électronique de puissance, à savoir le condensateur électrolytique à l'aluminium et le condensateur à films polypropylène métallisés, les supercondensateurs et le comportement de ces composants face au vieillissement. Par ailleurs, des modèles de vieillissement et une estimation de leur durée de vie sont exposés.

## 1. Introduction

Compte tenu de leur capacité à stocker de l'énergie sous forme de charges électrostatiques, les condensateurs sont des composants passifs indispensables dans les circuits d'électronique de puissance et le supercondensateur constitue l'élément idéal des systèmes nécessitant de stocker et de restituer de l'énergie sur de courtes durées. Un autre point commun de ces deux types de composants est qu'ils présentent tous les deux une durée de vie relativement limitée par rapport aux autres éléments que l'on trouve en électronique de puissance.

Nous commencerons donc cet article en rappelant quelques notions générales liées à la fiabilité, à la durée de vie et au vieillissement des composants.

Nous nous attarderons ensuite sur la présentation des caractéristiques technologiques des condensateurs et des supercondensateurs car la compréhension de ces dernières permet d'appréhender les mécanismes de défaillance mis en jeu lors de leur vieillissement. Pour mener à bien cette étape, nous présenterons donc les différents constituants et leur assemblage de deux familles de condensateurs très utilisés en électronique de puissance, à savoir les condensateurs électrolytiques et à films polypropylène métallisés. Nous ferons de même pour les supercondensateurs de puissance.

Grâce à l'élaboration de schémas électriques équivalents liés aux différents éléments constituant les composants, le comportement de ces derniers et les influences des mécanismes de défaillance peuvent être analysés.

Enfin nous verrons qu'il est possible de représenter la sénescence des condensateurs et des supercondensateurs grâce à des lois de vieillissement spécifiques.

## 2. Notions générales liées à la fiabilité et à la défaillance des composants et des systèmes

Mathématiquement, la fiabilité d'un composant ou d'un système est une fonction  $R(t)$  (pour Reliability) définie comme la probabilité qu'il puisse accomplir une fonction requise dans des conditions données pendant un intervalle de temps donné  $[0, t]$ . C'est donc une fonction décroissante comprise entre 1 et 0.

La défaillance quant à elle, est définie comme la cessation de l'aptitude d'un composant ou d'un système à accomplir une fonction requise. Deux types de défaillance peuvent être observés en fonction de leur rapidité de manifestation et de leur amplitude :

Les défaillances catalectiques qui sont des défaillances soudaines et complètes (disparition complète de la fonction requise).

Les défaillances par dégradation (ou par dérive) qui sont progressives (dus à une évolution dans le temps des caractéristiques) et partielles (n'entraînant pas obligatoirement une disparition complète de la fonction requise). En général, à terme les défaillances par dégradation se transforment en défaillances catalectiques.

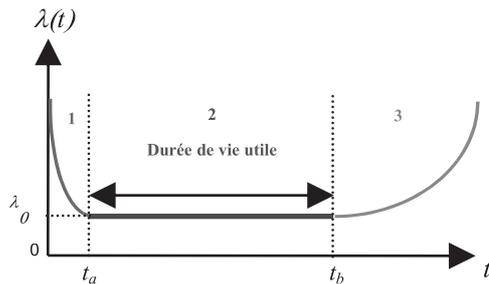
D'autres grandeurs mathématiques liées à la fiabilité sont le taux de défaillance  $\lambda(t)$  et la durée moyenne de fonctionnement avant défaillance ou MTTF (Mean Time To Failure).

La première  $\lambda(t)$  est une probabilité conditionnelle par unité de temps.  $\lambda(t)$  est souvent exprimée en  $10^{-6}$ /heure ou  $10^{-9}$ /heure (sous-entendu : défaillance/ $10^6$  h ou défaillance/ $10^9$  h) et quelquefois en FIT (Failure in Time) sachant qu'un FIT est égal à 1 défaillance/ $10^9$ h.  $\lambda(t)$  donne une mesure des risques pour qu'un dispositif tombe en panne pendant

l'intervalle de temps  $]t, t + \Delta t]$  lorsque  $\Delta t$  tend vers zéro, sachant que ce dispositif a survécu jusqu'au temps  $t$ .

La seconde grandeur, le MTTF (souvent exprimé en heures), est l'espérance mathématique de la durée de bon fonctionnement. Elle est souvent confondue avec le MTBF (Mean Time Between Failures), qui est la durée moyenne entre deux défaillances consécutives définie pour les systèmes réparables.

Le taux de défaillance  $\lambda(t)$  suit pour beaucoup de dispositifs, la courbe en baignoire représentée sur la figure 1.



**Figure 1 :** Taux de défaillance  $\lambda(t)$  en fonction du temps

Cette courbe se décompose en trois parties :

La période (1) de défaillance précoce ( $t \leq t_a$ ), due aux défauts de jeunesse des dispositifs, où le taux de défaillance  $\lambda(t)$  décroît. Pour éliminer ces défaillances, on fait subir au produit un déverminage.

La période intermédiaire (2) ( $t \in ]t_a, t_b[$ ), où le taux de défaillance est approximativement constant, correspondant à la durée de vie utile. La durée de vie est souvent confondue avec le MTTF (ou le MTBF) ce qui est une erreur. Par exemple, dire qu'un composant à un MTTF de 1000 ans (ce qui correspond approximativement, à notre époque, au MTTF d'un humain de 35 ans en considérant qu'une défaillance est synonyme de décès) équivaut à la phrase suivante « Il y a 1 chance sur 1000 de défaillance » sur une année. La reprise de l'exemple de l'humain devrait permettre au lecteur de bien saisir la différence entre MTTF et durée de vie. Les défaillances survenant pendant cette période sont généralement catalectiques. Elles sont principalement liées à des événements accidentels dus à l'environnement, à des erreurs humaines ou à des charges aléatoires et ne sont donc pas directement associées au vieillissement.

La période d'usure (3) ( $t \geq t_b$ ) où le taux de défaillance augmente. Ce sont les défaillances par dégradation qui apparaissent en général durant cette phase. Cette période est directement liée au

vieillessement du composant. L'existence de cette période engendre une durée de vie limitée du composant. La défaillance devient inévitable à partir d'un certain temps. Le terme vieillissement utilisé dans cet article sera donc associé à cette période de la courbe en baignoire, les défaillances considérées se classant dans les défaillances par dégradation.

### 3. Les condensateurs électrolytiques

Pour les condensateurs à électrolyte liquide, le mécanisme de vieillissement associé à cette dernière phase est complètement connu puisqu'il engendre le principal défaut de ces composants à savoir une durée de vie relativement faible.

Néanmoins, grâce à leur forte capacité volumique associée à une tension nominale pouvant atteindre plusieurs centaines de volts, ces composants sont largement utilisés dans les domaines de l'électronique et de l'électronique de puissance.

Il existe deux grandes familles de condensateurs électrolytiques : à électrolyte liquide ou à électrolyte solide. Les condensateurs électrolytiques à l'aluminium dominent le marché des condensateurs de fortes capacités. Ils sont donc très utilisés en électronique de puissance. Ils représentent approximativement un tiers du marché mondial des condensateurs [1], [2], [2]. 99 % de ceux-ci sont à électrolyte liquide [2]. Cela est principalement dû au coût relativement élevé des condensateurs à électrolyte solide et à la difficulté technologique de garnir uniformément les armatures de ces composants à l'aide d'un électrolyte solide.

Les condensateurs électrolytiques à l'aluminium sont constitués de deux feuilles d'aluminium, d'un support d'électrolyte (aussi appelé séparateur) constitué par des feuilles de papier imprégnées de cet électrolyte (en général de l'acide borique dissout dans un solvant) et d'une couche d'oxyde d'alumine ( $Al_2O_3$ ) constituant le diélectrique et formée sur la surface de la feuille d'anode par électrolyse. La constitution d'un tel condensateur est représentée sur figure 2 [3].

La permittivité relative  $\epsilon_r$  de 8 à 10 de l'oxyde d'alumine associée à sa faible épaisseur (quelques nm à quelques centaines de nm) et au gravage de la feuille d'aluminium constituant l'anode permet d'obtenir des capacités importantes. En effet rappelons que la valeur de la capacité  $C_{AK}$  est proportionnelle à la surface  $S$  des armatures en regard et inversement proportionnelle à l'épaisseur du diélectrique  $e$  suivant l'équation (1) :

$$C_{AK} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{e} \quad (1)$$

avec :  $\epsilon_0$  la permittivité absolue du vide ( $\epsilon_0 = 8,854.10^{-12}$  F/m) ;  $\epsilon_r$  la permittivité relative ou constante diélectrique du matériau diélectrique ; S la surface des armatures en regard ( $m^2$ ) ; e l'épaisseur du diélectrique (m).

Notons que cette formule est généralisable pour un condensateur cylindrique si l'épaisseur e du diélectrique, est petite devant le ou les rayons du ou des cylindres constitués [3].

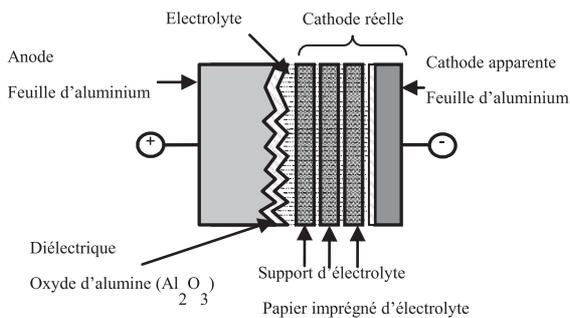


Figure 2 : Constitution d'un condensateur électrolytique à l'aluminium

Cette remarque est nécessaire car un condensateur bobiné (élément de notre étude) peut être considéré comme plusieurs condensateurs élémentaires cylindriques concentriques. Le support d'électrolyte est souvent bobiné avec les armatures (cf. figure 3) pour accroître la surface des armatures en regard S et donc la valeur de la capacité. Le boîtier utilisé est alors le plus souvent cylindrique ou éventuellement en forme de parallélépipède si le bobinage est aplati.

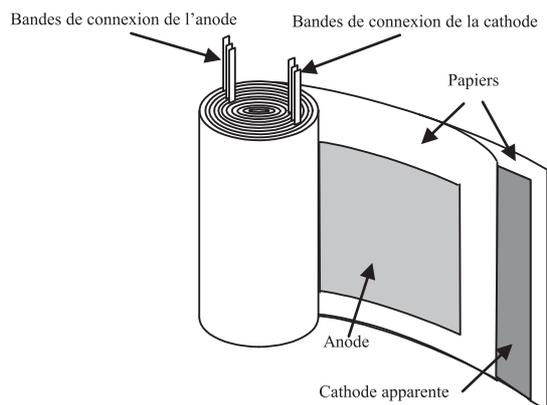
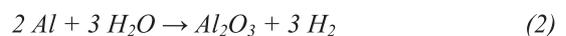


Figure 3 : Constitution d'un condensateur bobiné avec connexions du bobinage

Ce type de condensateur est polarisé. En effet, le diélectrique, c'est-à-dire la couche d'oxyde d'alumine est formée par électrolyse sur l'anode lors du processus de fabrication du composant. L'électrolyte qui imbibe le papier a deux rôles principaux : assurer la meilleure conduction électrique possible entre la feuille

d'aluminium portée au potentiel négatif et l'oxyde d'alumine (la cathode réelle est donc constituée par le papier imprégné) ; régénérer l'intégrité de l'oxyde d'alumine en cas de défaut.

Ces derniers défauts sont liés à la qualité et à l'épaisseur plus ou moins importante de la couche d'oxyde d'alumine. Dans les zones de plus faibles épaisseurs qui peuvent apparaître, le courant de fuite peut augmenter localement. Le courant ainsi créé transforme l'eau de l'électrolyte en oxygène et hydrogène. Ce phénomène électrochimique (cf. équation (2), [4]) permet une réoxydation de l'anode ce qui élimine les éventuels points faibles de la couche d'oxyde d'alumine. Ce phénomène est appelé auto-régénération de l'oxyde.



Comme conséquence de cette réaction, de l'hydrogène s'échappe et la quantité d'électrolyte diminue avec le temps. Cette évaporation de l'électrolyte est la cause principale du vieillissement du composant. Les autres défaillances de cette famille de condensateurs pourront être retrouvées dans [3].

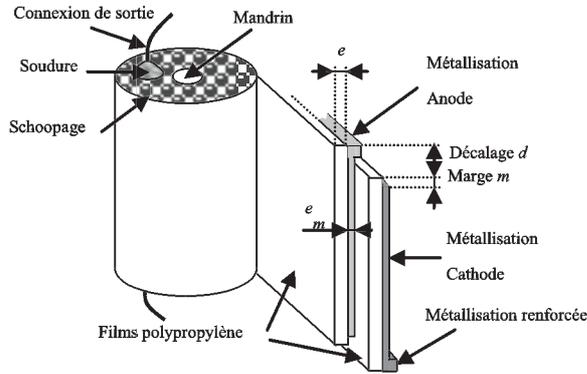
#### 4. Les condensateurs à films polypropylène métallisés

Les autres condensateurs largement utilisés dans le domaine de l'électronique de puissance, grâce à leur faible coût, à leur forte tension nominale et à leur propriété d'auto-cicatrisation, sont les condensateurs à films polypropylène métallisés. L'étude de leur vieillissement est importante, compte tenu du risque d'inflammation en cas de défaut (dégagement d'acétylène).

Le diélectrique de ce type de condensateur est un film plastique (le polypropylène en l'occurrence) sur lequel on a déposé sous vide, pour constituer l'électrode, une couche de métal de quelques dizaines de nanomètres d'épaisseur. Dans le cas de condensateurs de forte valeur de capacité, tels que ceux utilisés en électronique de puissance, une grande surface d'électrode est nécessaire.

Sur un bord du film la métallisation est renforcée et une marge m de film non métallisé est laissée sur l'autre bord (cf. figure 4). Les deux films métallisés sont enroulés ensemble, avec un décalage d'une distance d de l'un par rapport à l'autre, éventuellement sur un support isolant cylindrique appelé mandrin. Ainsi chacun des deux films dépasse d'un côté du cylindre formé (cf. figure 4). Le décalage d et la marge m de sécurité évitent toute possibilité de court-circuit entre les deux électrodes. La métallisation renforcée sur

un bord et le décalage des films métallisés facilitent le contact avec les connexions au circuit extérieur. Pour assurer le contact électrique au circuit extérieur de chaque côté de la bobine, une pulvérisation à chaud d'un métal, tel que le zinc, est utilisée. Le contact ainsi formé est appelé « schoopage » (cf. figure 4). Les connexions de sortie sont soudées de chaque côté sur le schoopage.



**Figure 4 :** Structure d'un condensateur à films polypropylène métallisés

La grande surface d'électrode combinée à la minceur du film utilisé (quelques  $\mu\text{m}$ ) engendre une grande probabilité d'avoir des décharges à travers le diélectrique. La métallisation des films plastiques permet de rendre ces condensateurs peu sensibles à ces décharges grâce à leur propriété d'auto-cicatrisation présentée ci-après. Comme résultat de la tension appliquée au condensateur, le fort champ électrique présent dans certaines régions peut causer une rupture du diélectrique par claquage. Cette forte valeur du champ électrique dans une région de défaut engendre un claquage qui vaporise la métallisation au voisinage du défaut compte tenu de sa très faible épaisseur, isolant ainsi le diélectrique défectueux. La figure 5 est une photo grossie 100 fois qui montre une zone démétallisée de film suite à un claquage du diélectrique [5].

Ainsi les condensateurs à films métallisés peuvent subir grâce à cette propriété d'auto-cicatrisation un très grand nombre de décharges avec comme seule incidence visible une dérive de certains paramètres électriques. Le taux de défaillance associé aux claquages du diélectrique suit une loi qui correspond bien à un vieillissement des composants (partie (3) de la courbe en baignoire de la figure 1). C'est la principale cause du vieillissement de ce composant même si d'autres mécanismes peuvent apparaître [5].



**Figure 5 :** Photo d'un site de claquage (X100)

## 5. Les supercondensateurs

Comme pour les condensateurs électrolytiques, les supercondensateurs comprennent deux électrodes et un électrolyte. Même si les mécanismes de défaillances des supercondensateurs sont différents des condensateurs électrolytiques, comme pour ces derniers la décomposition de l'électrolyte liquide engendre une période d'usure préjudiciable pour leur durée de vie. L'étude du vieillissement de ce composant est donc aussi essentielle, d'autant plus que la majorité de ces composants comporte un électrolyte à base d'acétonitrile, un composé inflammable et explosif.

Aujourd'hui, le stockage de l'énergie électrique constitue un axe de recherche majeur, notamment dans les applications de la traction électrique dans le cadre d'un développement durable pour les transports. Les supercondensateurs présentent une puissance massique plus importante que celle des accumulateurs et une énergie massique plus grande que celle des condensateurs classiques. Ceci est visualisable sur un diagramme de Ragone (cf. figure 6) représentant l'énergie massique en fonction de la puissance massique, pour les systèmes usuels de stockage d'énergie électrique. Les limites des différents domaines ont été laissées volontairement floues car celles-ci sont en permanente évolution, compte tenu des avancées technologiques et sur les matériaux à prévoir dans les années à venir. Le réseau de droite isodurée en pointillés peut nous indiquer les constantes de temps caractéristiques du même ordre de grandeur que les temps de charge et décharge des divers dispositifs de stockage. Ainsi les supercondensateurs répondent aux applications faisant appel à des puissances élevées sur des temps courts (de l'ordre de la seconde à quelques dizaines de secondes), ce qui les place à un niveau intermédiaire entre les accumulateurs et les condensateurs (cf. figure 6).

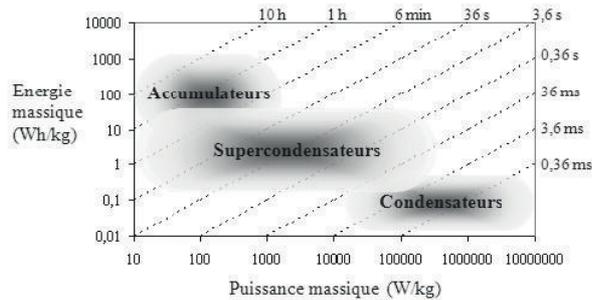


Figure 6 : Diagramme de Ragone des dispositifs de stockage d'énergie usuels

Ce composant est particulier puisque son principe ne repose pas sur la présence d'un diélectrique comme pour les condensateurs mais sur celui de la double couche électrique qui se crée à l'interface entre une électrode solide (matériaux poreux tels que le charbon actif) et un électrolyte liquide en présence d'un champ électrique. Le stockage d'énergie pour les supercondensateurs à électrodes en charbon actif n'est pas réalisé grâce à un transfert de charges mais grâce aux interactions électrostatiques entre les ions de l'électrolyte liquide et les charges électroniques à la surface des électrodes.

Lorsqu'une différence de potentiel est appliquée entre les deux électrodes, les ions de l'électrolyte, sous l'influence du champ électrique, se dirigent vers l'électrode comportant des charges de signe opposé. Les charges (électroniques du côté de l'électrode et ioniques du côté de l'électrolyte) vont donc s'accumuler de part et d'autre des interfaces entre chaque électrode et l'électrolyte sans possibilité de passage dans l'autre milieu compte tenu de la nature très différente des porteurs de charge mobiles [6]. Comme nous pouvons le constater sur la figure 7, il se forme donc aux interfaces une zone de charge d'espace appelée double couche électrique [7], [8].

C'est l'épaisseur de la double couche électrique, de quelques nanomètres (liée aux diamètres des molécules du solvant de l'électrolyte de l'ordre du nanomètre), qui définit la capacité du composant. Cette très faible épaisseur associée à une très grande surface d'électrodes (jusqu'à 2000 à 3000 m<sup>2</sup>/g) grâce à l'utilisation de matériaux poreux tels que le charbon actif (cf. photo figure 7 [9]) permet d'obtenir des capacités très élevées (de plusieurs milliers de farads pour les plus gros composants). Toutefois, la capacité associée à la double couche est non linéaire puisque dépendante de la tension [5]. La capacité de ce composant se dégrade très rapidement en fonction de la fréquence, ce qui le réserve au domaine exclusif du stockage d'énergie.

Par principe même, la tenue en tension de ce composant est limitée à quelques volts ce qui correspond à la décomposition de l'électrolyte.

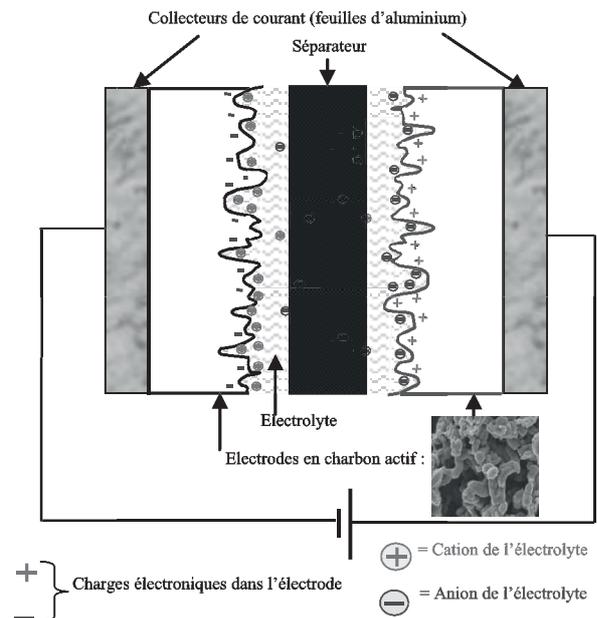


Figure 7 : Constitution et répartition des charges d'un supercondensateur à électrodes en charbon actif

L'électrolyte utilisé peut être soit aqueux, soit organique. Bien que l'électrolyte aqueux possède une meilleure conductivité ionique, sa tension de décomposition (liée aux réactions d'oxydoréduction) est relativement faible (aux alentours de 1 V) ce qui réduit d'autant sa tension maximale d'utilisation et par conséquent l'énergie stockable dans le composant. L'électrolyte le plus employé est donc l'électrolyte organique qui possède une tenue en tension de l'ordre de 3V. L'électrolyte est un sel dissous dans un solvant organique qui est souvent de l'acétonitrile. La présence d'acétonitrile constitue un problème du point de vue sécuritaire car en présence d'air il est inflammable et explosif lorsque sa concentration atteint entre 3 et 16 % du volume de l'air. On comprend donc aisément l'importance que révèle l'étude de la sûreté de fonctionnement d'un tel composant.

Le rôle du séparateur représenté sur la figure 7 est d'éviter le contact entre les deux électrodes et donc le court-circuit. C'est un conducteur ionique et un isolant électronique en général poreux afin de faciliter le transfert ionique de l'électrolyte vers les électrodes [7]. Les séparateurs utilisés industriellement sont à base de polymère ou de papier.

Les collecteurs servant d'amenée de courant sont généralement en aluminium. Le charbon actif est fixé par une technique d'enduction [10] (cf. figure 7).

La majorité des supercondensateurs présents sur le marché sont bobinés. Ils ont alors une structure assez proche de celle d'un condensateur électrolytique (cf. figures 3).

Les mécanismes de défaillance principaux lors d'un vieillissement sont dus au blocage de la porosité des électrodes. L'un des problèmes majeurs est en effet posé par les électrodes en charbon actif et leur teneur importante en eau adsorbée par les pores et provenant de leur procédé de fabrication [10]. Or lorsque la tension entre les bornes du supercondensateur dépasse 1,23V, il y a l'électrolyse de l'eau et donc dégagement d'hydrogène et d'oxygène. L'eau et les gaz produits ont pour effet de boucher les pores du matériau actif et du séparateur. De plus, la dégradation de l'électrolyte et des impuretés éventuelles engendrent des dégagements gazeux entraînant les mêmes effets [10]. Comme pour les condensateurs, l'ensemble de ces dégradations sont progressives et engendrent des dérives lentes de paramètres.

Nous allons donc ci-dessous exposer les paramètres essentiels à considérer pouvant représenter une signature du vieillissement.

## 6. Schémas électriques équivalents

Il existe plusieurs schémas équivalents représentant le comportement fréquentiel des condensateurs et des supercondensateurs. Pour les condensateurs, le modèle le plus utilisé alliant simplicité et relativement bonne précision est représenté sur figure 8 avec les notations suivantes :  $C_{AK}$  la capacité idéale entre anode et cathode ;  $R_p$  la résistance parallèle représentant les pertes dans le diélectrique et les fuites (induisant un courant de fuite) entre les deux électrodes (compte tenu des défauts du diélectrique) ;  $R_l$  la résistance série des connexions, et des électrodes (incluant le papier imprégné d'électrolyte pour les condensateurs électrolytiques à l'aluminium) ;  $L$  l'inductance équivalente série des connexions et des enroulements.

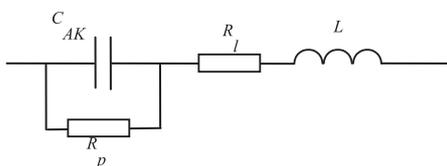


Figure 8 : Schéma équivalent d'un condensateur

Ces paramètres dépendent de la température et peuvent dépendre pour certains de la tension voire de la température.

Nous pouvons simplifier ce schéma suivant la représentation normalisée de la figure 9. Il se compose d'éléments fonction de la fréquence à savoir :  $C$  la

capacité ;  $ESR$  la résistance équivalente série (Equivalent Series Resistance) représentant toutes les pertes dans le condensateur ;  $ESL$  l'inductance équivalente série.

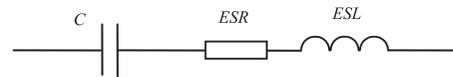


Figure 9 : Schéma équivalent normalisé d'un condensateur

Cette représentation est importante car elle peut être déduite quasi directement de la caractérisation du condensateur lors des mesures fréquentielles de l'impédance  $\underline{Z}$  du condensateur. En effet, la résistance  $ESR$  représente la partie réelle de l'impédance alors que la partie imaginaire est assimilable aux réactances  $1/(C.\omega)$  à basse fréquence et  $ESL.\omega$  à haute fréquence. La fréquence de résonance  $f_r$  s'exprime ainsi :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{ESL.C}} \quad (3)$$

Pour un condensateur réel, le déphasage  $\varphi$  du courant dans le condensateur sur la tension aux bornes du composant est supérieur à  $-\pi/2$  et l'angle de perte  $\delta$  est défini comme étant le complément de l'angle de phase  $\varphi$  par rapport à  $-\pi/2$ . En négligeant  $ESL$ , l'angle de perte  $\delta$  est visualisable sur le plan complexe en représentant l'impédance complexe équivalente  $\underline{Z}$  du circuit de la figure 9 (cf. figure 10).

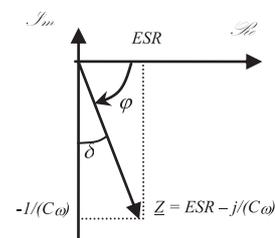


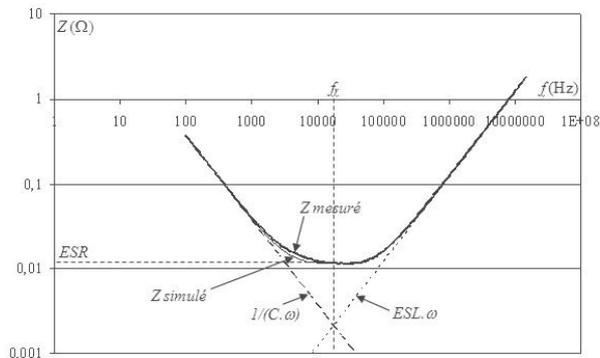
Figure 10 : Représentation dans le plan complexe de l'impédance  $\underline{Z}$  et de l'angle de perte  $\delta$

Le facteur de pertes (ou de dissipation) intitulé DF (Dissipation Factor) qui est souvent donné par les fabricants de condensateurs est défini en exprimant la tangente de l'angle de pertes :

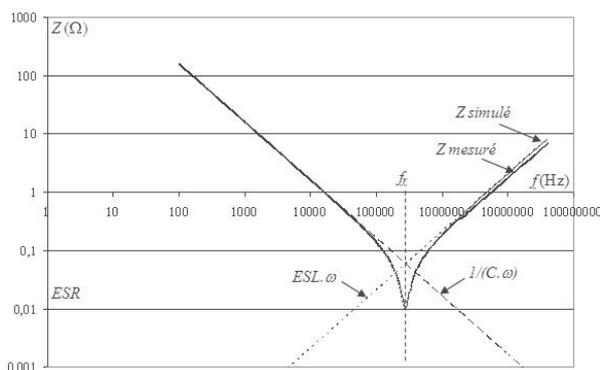
$$DF = \tan \delta = ESR.C.\omega \quad (4)$$

Un autre intérêt de ce schéma équivalent simplifié est qu'il peut représenter en première approximation le comportement des condensateurs même en négligeant la variation des paramètres  $C$  et  $ESR$  en fonction de la fréquence. En effet les différents paramètres peuvent être considérés indépendamment de la fréquence tant que celle-ci n'est pas trop basse. Les figures 11 et 12 représentant le module  $Z$  de l'impédance complexe  $\underline{Z}$

en fonction de la fréquence  $f$ , respectivement d'un condensateur électrolytique à l'aluminium  $4700 \mu\text{F} / 500 \text{ V}$  et d'un condensateur à films polypropylène métallisés  $10 \mu\text{F} / 250 \text{ V}$ , en sont une illustration parfaite.



**Figure 11 :**  $Z(f)$  pour un condensateur électrolytique à l'aluminium  $4700 \mu\text{F} / 500 \text{ V}$ . Valeurs déduites de la mesure :  $C = 4350 \mu\text{F}$ ,  $ESR = 11,3 \text{ m}\Omega$ ,  $ESL = 19 \text{ nH}$



**Figure 12 :**  $Z(f)$  pour un condensateur à films polypropylène métallisés  $10 \mu\text{F} / 250 \text{ V}$ . Valeurs déduites de la mesure :  $C = 9,93 \mu\text{F}$ ,  $ESR = 10,0 \text{ m}\Omega$ ,  $ESL = 32,8 \text{ nH}$

Les modélisations de type circuit électrique propres aux supercondensateurs sont plus complexes que celles associées aux condensateurs [5], [7]. Néanmoins les utilisateurs pressés utilisent souvent le schéma équivalent simplifié, mais souvent suffisant, comportant une résistance ESR en série avec une capacité C.

## 7. Influence du vieillissement sur les caractéristiques électriques des composants

Le vieillissement des condensateurs à électrolyte liquide par évaporation de l'électrolyte est inéluctable. Un composant ne présentant pas de défaut de fabrication et ne subissant pas de défaillance accidentelle atteindra la période d'usure de la courbe en baignoire. Modéliser ce vieillissement est donc très important pour la sûreté de fonctionnement de ces composants. Outre une légère diminution de la masse

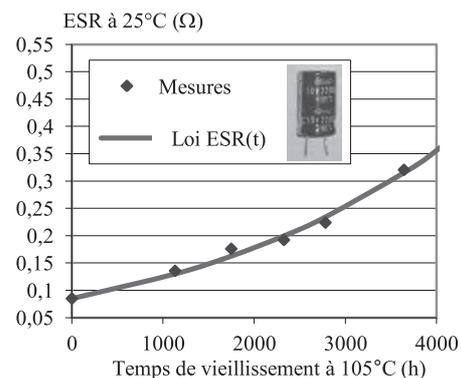
du composant de quelques grammes, cette défaillance par dégradation induit une augmentation importante de la résistance équivalente série (ESR) (qui peut atteindre plusieurs centaines de pourcents) et une diminution de la capacité C (pouvant décroître de quelques dizaines de pourcents). Comme la diminution de C est plus faible que l'augmentation de ESR, le facteur de pertes (cf. (4)) est aussi accru lors d'un vieillissement. La forte augmentation de l'ESR, liée principalement à la résistivité de l'électrolyte, permet l'utilisation de ce paramètre comme signature du vieillissement. Elle engendre une augmentation des pertes Joule et donc de l'échauffement du composant.

Pour une température donnée, un des modèles présentant le meilleur compromis, simplicité précision, est donné par la relation suivante [11] :

$$ESR(t) = ESR(0) \cdot (A_1 + B_1 \cdot \exp(C_1 \cdot t)) \quad (5)$$

ESR(t) étant la valeur de ESR au temps t ; ESR(0) la valeur de ESR au temps t = 0 ;  $A_1$ ,  $B_1$  et  $C_1$  des constantes dépendant du composant.

Ce type de loi est déterminé en faisant subir aux composants des essais de vieillissement accéléré. Pour mettre en évidence les conséquences liées à l'évaporation de l'électrolyte, les composants sont placés dans une enceinte climatique à tension nominale et température maximale d'utilisation. Les résultats obtenus pour un condensateur  $2200 \mu\text{F} / 10\text{V} / 105^\circ\text{C}$  sont donnés à titre d'exemple sur la figure 13.



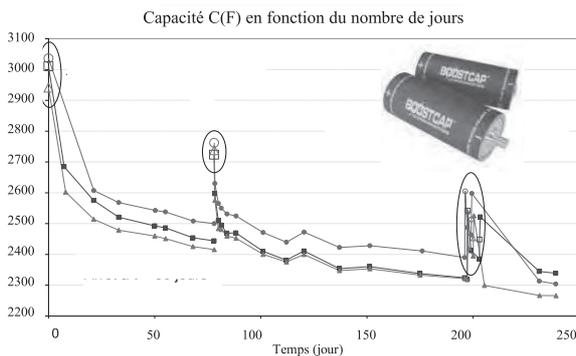
**Figure 13 :** Variation de l'ESR pour un condensateur  $2200 \mu\text{F} / 10\text{V}$  lors d'un vieillissement accéléré sous  $10\text{V}$ ,  $105^\circ\text{C}$

Notons que la loi ESR(t) (cf. (5)) est paramétrable par la température [11] (cf. (8)).

Pour les condensateurs à films polypropylène métallisés, le vieillissement naturel peut être accéléré par la combinaison forte tension forte température qui engendre principalement des défaillances par dégradation liées aux décharges partielles et aux

claquages du diélectrique. Un grand nombre de claquages induit une diminution de la capacité série C et une augmentation de l'ESR [5].

Comme pour les condensateurs, le vieillissement naturel des supercondensateurs a pour conséquence d'augmenter l'ESR et de diminuer la capacité C [12]. La réduction de capacité se répercute principalement par une diminution de l'énergie pouvant être stockée. La capacité C mesurée à 10 mHz est représentée sur la figure 14 pour 3 composants 3000 F / 2,7 V vieillissés lors d'un vieillissement calendaire à 65°C, 2,5V [12].



**Figure 14 :** Variation de C pour un supercondensateur 3000F / 2,7V lors d'un vieillissement sous 2,5V, 65°C

Notons que les remontées de capacité à 80 jours et 200 jours sont dues à des régénérations de la capacité obtenues lors de deux arrêts du vieillissement. Cette régénération assez rapidement perdue lors de la reprise est liée à un abaissement de la tension lors de l'arrêt et en conséquence à la libération de certains pores du matériau actif obstrués au cours du cyclage [12].

### 8. Lois de vieillissement des composants

La principale contrainte qui agit sur le vieillissement est la température du composant. Cette dernière est fonction de la température ambiante et de la dissipation de puissance dans le composant. Le courant qui traverse le composant et la résistance équivalente série ESR du schéma équivalent, provoque donc une élévation de température du boîtier du composant et influence la durée de vie. Très souvent, pour les dispositifs de stockage d'énergie, il est admis que le processus de panne est équivalent à une réaction chimique. Or, la constante de vitesse de réaction chimique  $k_v$  est dépendante de la température absolue  $T_K$ , suivant la loi d'Arrhénius :

$$k_v \text{ est proportionnelle à } \exp\left(-\frac{E_a}{kT_K}\right) \quad (6)$$

$E_a$  étant l'énergie d'activation de la réaction exprimée en électronvolt et k la constante de Boltzmann ( $k = 8,62 \cdot 10^{-5}$  eV/K). A titre d'exemple,

l'énergie d'activation  $E_a$  est de l'ordre de 0,4 eV pour les condensateurs électrolytiques à l'aluminium.

La vitesse de dégradation d'un composant est donc proportionnelle à cette même exponentielle alors que la durée de vie est elle inversement proportionnelle à la vitesse. La durée de vie  $t_1$  peut donc s'écrire pour une température absolue  $T_{1K}$  suivant l'équation (6) :

$$t_1 = \tau_1 \cdot \exp\left(\frac{E_a}{kT_{1K}}\right) \quad (7)$$

$\tau_1$  étant un coefficient dépendant du composant.

La durée de vie  $t_1$  ou temps jusqu'à la défaillance peut être accéléré (jusqu'au temps  $t_2$ ) en augmentant la température (d'une valeur  $T_{1K}$  à  $T_{2K}$ ) par le facteur multiplicatif d'accélération de la défaillance  $A_{cc}$ . Ce facteur peut s'écrire ainsi :

$$A_{cc} = \frac{t_1}{t_2} = \exp\left(\frac{E_a}{k} \left(\frac{1}{T_{1K}} - \frac{1}{T_{2K}}\right)\right) \quad (8)$$

Cette formule est très utilisée pour extrapoler la durée d'apparition d'une défaillance à une température quelconque suite à un vieillissement accéléré sous température maximale.

Cette loi est très intéressante mais elle ne prend en compte que la température. D'autres modèles d'accélération faisant intervenir plusieurs contraintes existent. Par exemple le modèle d'Eyring améliore la loi d'Arrhenius car il peut prendre en compte d'autres contraintes que la température (humidité, tension, ...). En considérant la contrainte  $S_1$ , la durée de vie  $t_d$  peut s'écrire suivant cette relation :

$$t_d = A \cdot T^n \cdot \exp\left[\frac{E_a}{k \cdot T_K} + \left(B + \frac{C}{T}\right) S_1\right] \quad (9)$$

A, B, C et n étant des coefficients dépendant du type de composant et de la défaillance.

Ce modèle présente l'avantage de pouvoir considérer plusieurs contraintes. En effet, avec une autre contrainte  $S_2$ , il suffit d'ajouter à l'intérieur de l'exponentielle un terme  $(D+E/T)S_2$ . L'inconvénient de ce modèle est le nombre important de paramètres à identifier. Par contre dans un très grand nombre de cas, ce modèle peut être simplifié en considérant certains coefficients nuls.

Par exemple, l'estimation de la durée de vie d'un supercondensateur peut être déduite de cette loi en considérant  $n=0$ ,  $C=0$  et  $S_1=V$  la tension aux bornes du supercondensateur. La durée de vie  $t_d(T,V)$  peut alors s'écrire :

$$t_d(T, V) = A \cdot \exp \left[ \frac{E_a}{k \cdot T_K} + B \cdot V \right] \quad (10)$$

Avec  $T_C$  la température du composant en °C et en effectuant certaines hypothèses de calcul [12], cette même loi peut être mise sous la forme suivante :

$$t_d(T, V) = \tau_d \cdot \exp \left[ -\frac{T_C}{\theta} - \frac{V}{\varepsilon} \right] \quad (11)$$

$\tau_d$ ,  $\theta$  et  $\varepsilon$  étant des coefficients dépendant du composant considéré.

En considérant les données constructeur du fabricant Maxwell [12] qui indique entre autre qu'une augmentation de 10°C de la température ou qu'une augmentation de 0,2V de la tension aux bornes du supercondensateur conduit à diviser la durée de vie par 2, les coefficients suivant peuvent être considérés :  $\tau_d = 1.6 \cdot 10^8$  h,  $\theta = 14.4$  °C et  $\varepsilon = 0.289$  V.

Notons que l'impact du courant qui n'induit pas qu'un échauffement global du composant mais qui peut aussi conduire à des zones localement chaudes ou des surtensions ponctuelles à l'intérieur du supercondensateur peut aussi être considéré dans une loi d'Eyring [12].

## 9. Conclusion

Aussi bien pour les condensateurs considérés dans cet article que pour les supercondensateurs, un vieillissement induit une diminution de leur capacité et une augmentation de leur résistance équivalente série ESR. Les variations de ces deux paramètres dégradent le comportement du composant puisqu'elles induisent respectivement une perte de leur aptitude à emmagasiner de l'énergie (et donc une qualité de filtrage moindre pour les condensateurs) et un échauffement plus conséquent. Compte tenu de la loi d'Arrhénius, ce dernier engendrera une diminution de la durée de vie et un phénomène d'avalanche peut alors être observé.

Il est envisageable d'établir des modèles de vieillissement permettant d'évaluer la dérive de ces paramètres caractéristiques en fonction du temps et de la température pour tous les composants présentant une période d'usure. Ceux-ci peuvent alors permettre, grâce à la connaissance de l'état de vieillissement du dispositif, sa réparation ou son changement qui peut être programmé à un moment opportun. Cette maintenance prédictive évite donc les frais liés à une maintenance préventive systématique effectuée selon un échéancier établi. Le pronostic de l'état de santé peut être utilisé au niveau de cette maintenance pour reconnaître les symptômes de panne. Par

l'intermédiaire de mesures et de méthodes adéquates [5], un pronostic peut analyser le vieillissement pour diagnostiquer une panne future.

## 10. Bibliographie

- [1] A. LAGRANGE, « Condensateurs », Techniques de l'Ingénieur, traité Electronique, E 2 060, Editions TI, 1996.
- [2] A. NISHINO, « Capacitors: operating principles, current market and technical trends », Journal of Power Sources, Vol. 60, n°2, Juin 1996.
- [3] J. MARTINEZ-VEGA, « Matériaux diélectriques pour le génie électrique 2 - Applications spécifiques » - Chapitre 3 « Les condensateurs électrolytiques », P. VENET, Editions HERMES (traité EGEM), 2007
- [4] C. JOUBERT, G. ROJAT, P. VENET, « Capacitors: revisiting a classical technology to face new challenges », 2<sup>nd</sup> edition of the international conference Automotive Power Electronics, Paris, 2007
- [5] P. VENET, « Sûreté de fonctionnement des condensateurs et supercondensateurs », Editions Universitaires Européennes, 2010
- [6] J.C. LASSEGUES « Supercondensateurs », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie Electrique, D 3 334, Editions TI, 2001.
- [7] A. HAMMAR, « Modélisation du supercondensateur et étude de son vieillissement : Utilisation dans les applications de traction ferroviaire », Thèse de Doctorat, Université Claude Bernard Lyon 1, Juillet 2006.
- [8] R. KÖTZ, M. CARLEN, « Principles and applications of electrochemical capacitors », Electrochimica Acta, vol. 45, 2000.
- [9] S. YOON, S.M. OH, C.W. LEE, J. W LEE, « Influence of Particle Size on Rate Performance of Mesoporous Carbon Electric Double-Layer Capacitor (EDLC) », Journal of The Electrochemical Society, Volume 157, n° 11, 2010.
- [10] P. AZAÏS, « Recherche des causes du vieillissement de supercondensateurs à électrolyte organique à base de carbones activés », Thèse de Doctorat, Université d'Orléans, Novembre 2003.
- [11] F. PERISSE, « Etude et analyse des modes de défaillances des condensateurs électrolytiques à l'aluminium et des thyristors, appliquées au système de protection du LHC (Large Hadron Collider) », Thèse de Doctorat, Université Claude Bernard Lyon 1, Juillet 2003.
- [12] P. KRECZANIK, « Etude de la fiabilité et du vieillissement d'un système de stockage par supercondensateurs pour l'alimentation partielle et ponctuelle d'un trolleybus grâce à la récupération de l'énergie de freinage. Approche du composant au système de stockage. », Thèse de Doctorat, Université Claude Bernard Lyon 1, Avril 2011.

## Vieillessement et fatigue des roulements

O. WONG-HEE-KAM (\*), X. HERNOT (\*), A. DESMARS (\*), C. KERZREHO (\*\*)

[olivier.wong-hee-kam@univ-rennes1.fr](mailto:olivier.wong-hee-kam@univ-rennes1.fr)

(\*) IUT de Rennes, (\*\*) ENS Cachan – Antenne de Bretagne

*Résumé : le roulement est un composant qui permet d'apporter une réponse au problème du guidage en rotation en minimisant le frottement entre les parties mobile et fixe. Une plate-forme tournante similaire à un roulement de butée a été retrouvée sur un navire de l'empereur Caligula : elle témoigne des premiers exemplaires rudimentaires de roulement connus datant de l'Antiquité. Léonard de Vinci a formalisé le principe actuel du roulement en concevant des séparateurs entre les billes qui permettaient de diminuer la friction. Il faut toutefois attendre la Révolution Industrielle et l'essor de nombreuses applications populaires pour que les techniques de fabrication se perfectionnent et permettent le développement du roulement moderne.*

*Dans cet article, nous présenterons une typologie succincte des roulements avant de détailler une cause de défaillance : la fatigue des matériaux. Le calcul de durée de vie nominale d'un roulement est détaillé, ainsi que la prise en compte des fiabilités supérieures à 90%, des efforts variables, et des montages de plusieurs roulements. Enfin un exemple de choix de roulement est présenté.*

### 1 Typologie des roulements

#### 1.1 Fonctions principales

La rotation entre deux solides (un arbre A et son logement L) peut être déclinée en trois fonctions principales :

- **permettre le mouvement de rotation** ; cette fonction peut être évaluée selon la vitesse maximale admissible (liée au frottement) et le faux-rond de rotation (précision) ;
- **assurer le positionnement** ; cette fonction est assurée par les liaisons entre le roulement et son environnement et dépend des jeux et de la raideur de l'ensemble ;
- **transmettre des efforts** (appelés « charges » par la suite) ; cette fonction est caractérisée par l'aptitude du roulement à encaisser des charges selon différentes directions et par l'endurance que l'on peut en attendre (durée de vie) ;

Au vu de ces fonctions les principaux **critères de choix** d'un roulement sont le prix, les efforts admissibles, la vitesse de rotation maximale, le déversement admissible, la précision de guidage, la rigidité, l'encombrement, l'acoustique, la *durée de vie*. Ce dernier point en particulier est développé par la suite.

#### 1.2 Solutions technologiques

Pour répondre aux différentes combinaisons de ces critères de choix, les fabricants proposent une large variété de roulements. En pratique le concepteur est

amené à les combiner pour obtenir une solution adéquate : quoique indispensable à la conception d'une solution, l'étude des montages de plusieurs roulements est un sujet qui ne sera pas détaillé ici (le lecteur pourra se reporter aux ouvrages conseillées en partie 7).

Au premier abord, les roulements se distinguent par la **géométrie** des constituants, la direction des **efforts supportés** et les **matériaux** employés. La liste n'est pas limitative mais permet de donner quelques idées directrices au moment du choix.

Les roulements se distinguent aussi par leur **géométrie** bien qu'ils partagent des composants communs (qui ne sont pas toujours présents selon le type de roulement) :

- la bague intérieure qui assure la liaison avec l'arbre ;
- la bague extérieure qui assure la liaison avec le logement ;
- des éléments roulants qui sont de plusieurs types : billes, rouleaux cylindriques, rouleaux coniques, rouleaux toroïdaux ;
- une cage qui permet de maintenir l'équidistance entre les différents éléments roulants en fonctionnement.

La géométrie intérieure des bagues (chemins de roulement) est adaptée au type d'éléments roulants afin d'obtenir un contact ponctuel voire linéique entre un élément roulant et chaque bague : cette disposition permet de limiter les pertes par frottement ( $f \approx 0.0015$ ) comparé par exemple à une solution de type coussinet ( $f \approx 0.08$ ).

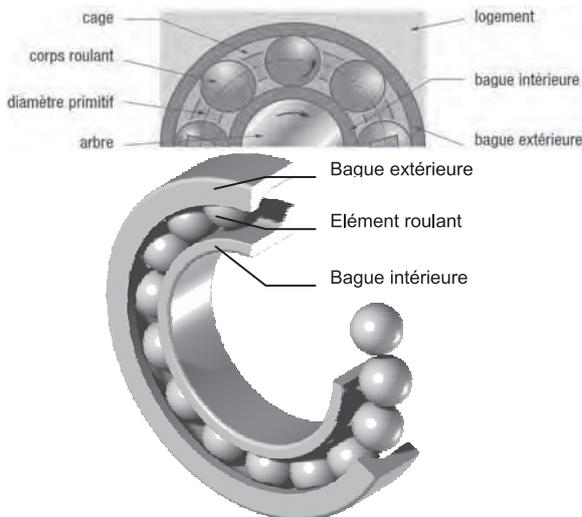


Figure 1 Vues de face [1] et en perspective d'un roulement

Les roulements se distinguent aussi suivant l'orientation<sup>1</sup> des efforts supportés qui peut être :

- radiale : les roulements à aiguilles, à rouleaux cylindriques (N ou NU) et à rouleaux toroïdaux sont adaptés et ne tolèrent que des efforts radiaux ;
- axiale : les butées à billes, à aiguilles, à rouleaux, à rotule sur rouleaux sont souvent dédiées à ce cas ;
- combinée : les roulements à billes à contact oblique et les roulements à rouleaux coniques, mais également des roulements rigides à billes et à rotule sur rouleaux sont fréquemment utilisés. En cas d'effort axial agissant alternativement dans les deux sens, un deuxième roulement similaire est nécessaire. De même, si la composante axiale est importante il est d'usage de la reprendre par une butée dédiée.

Les matériaux choisis pour un roulement constituent un optimum technico-économique fonction du cahier des charges : diverses nuances d'aciers permettent en général d'y répondre. La céramique ( $Si_3N_4$ ) est utilisée dans le cas des roulements rigides à billes pour son coefficient de frottement et sa dilatation thermique faibles : la vitesse de rotation admise est plus élevée. Bon isolant électrique et offrant une plus grande rigidité, ce matériau est donc adapté aux machines tournantes à haute vitesse de rotation, mais sa faible ductilité impose une bonne maîtrise des efforts exercés (absence de chocs).

Des roulements en polymère complètent l'offre en permettant un plus grand silence de fonctionnement sous charge faible et conditions contrôlées (hygrométrie, polluants chimiques).

<sup>1</sup> Dans le cadre de cet article, un effort est dit :

- axial s'il s'exerce uniquement suivant l'axe de l'arbre ;
- radial s'il est dirigé dans un plan perpendiculaire à cet axe ;
- combiné s'il présente des composantes axiale et radiale non nulles.

## 2 Défaillance d'un roulement

Le chargement de type ponctuel ou linéique entre l'élément roulant et la bague engendre une répartition de contraintes où :

- la contrainte de compression  $\sigma$  est maximale au centre de la zone de contact ;
- la contrainte de cisaillement  $\tau$  atteint son maximum  $\tau_{max}$  en sous-couche.

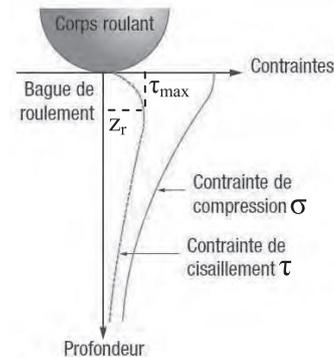


Figure 2 Répartition des contraintes mécaniques au contact entre élément roulant et bague [2]

### 2.1 Défaillance en chargement statique

Une contrainte  $\sigma$  trop élevée peut causer une déformation plastique. Selon la norme ISO 76:2006, si la contrainte de contact  $\sigma$  est inférieure à un plafond allant de 4000 à 4600 MPa<sup>2</sup> une telle déformation des composants reste acceptable. La valeur du plafond dépend du type de contact et donc du type d'élément : à matériaux et charge identiques, une bille (en contact ponctuel) subit une concentration de contraintes plus élevée qu'un rouleau en contact linéique. Par ailleurs l'inertie et le frottement interne moindres d'un roulement à billes lui permet d'atteindre des vitesses de rotation élevées : en pratique les roulements à billes sont choisis pour des charges modérées et des vitesses élevée ; les roulements à rouleaux sont sélectionnés pour des charges élevées à vitesse plus modérée.

Pour respecter ce plafond le concepteur doit s'assurer qu'à l'arrêt la charge statique équivalente  $P_0$  ne dépasse pas la charge statique de base  $C_0$  indiquée pour le roulement.  $S_0$  est un facteur de sécurité minimal à respecter selon le type de fonctionnement visé :

$$S_0 = C_0/P_0 \text{ avec } P_0 = \max (X_0.F_r + Y_0.F_a ; F_r)$$

$F_r$  et  $F_a$  sont respectivement la composante radiale et axiale de la charge maximale qui puisse se produire ;  $X_0$  et  $Y_0$  sont respectivement les coefficients radial et axial du roulement et dépendent de sa constitution ;

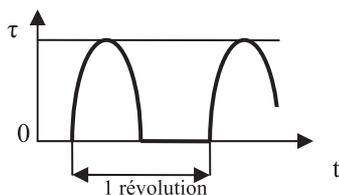
<sup>2</sup> Ces valeurs de plafond sont élevées en raison du traitement thermique des bagues et des éléments roulants.

Type de fonctionnement	$S_0$ min pour un roulement à...	
	Billes	Rouleaux
Applications avec rotation en douceur : rotation en douceur, sans vibrations, haute précision de rotation	2	3
Applications avec rotation normale : rotation en douceur, sans vibrations, précision de rotation normale	1	1,5
Applications avec à-coups de charge : importants à-coups de charge	1,5	3

**Figure 3** Valeurs recommandées pour le facteur de sécurité statique  $f_s$  pour des roulements à billes ou à rouleaux

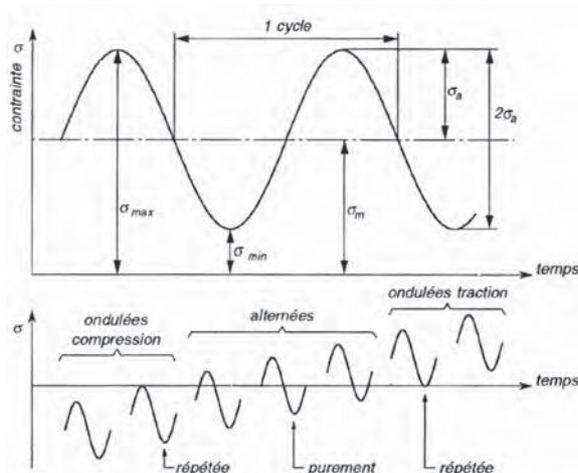
### 2.2 Défaillance par fatigue

En fonctionnement chaque point des bagues voit des cycles de chargement - déchargement se succéder. A vitesse de rotation constante, ce cycle périodique est à l'origine du phénomène de fatigue : à terme il peut se produire une détérioration par écaillage initié en profondeur (cf. **Figure 2** : la contrainte de cisaillement atteint son maximum  $\tau_{max}$  à la profondeur  $z_r$ ).



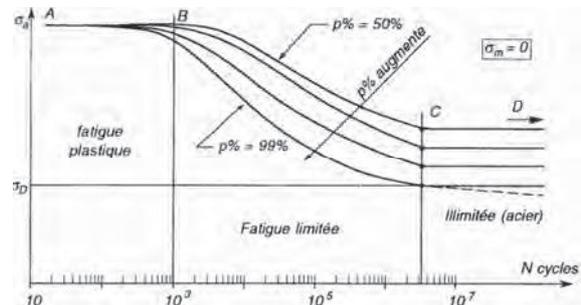
**Figure 4** Contrainte maximale entre un élément roulant et une bague à vitesse de rotation constante

Des essais expérimentaux répétés permettent d'étudier la rupture des matériaux sous chargement cyclique. On constate ainsi qu'une éprouvette (caractéristique de l'application) soumise à une amplitude de contrainte  $\sigma_a$  inférieure à la contrainte de rupture statique  $R_m$  peut rompre en raison du cumul d'endommagement subi.



**Figure 5** Chargements cycliques en essai d'endurance [3]

Sans détailler l'influence de la contrainte moyenne  $\sigma_m$  on distingue usuellement trois domaines de fatigue (ou « endurance ») sur la courbe ci-dessous :



**Figure 6** Courbes d'isoprobabilité de rupture sous contrainte en fonction du nombre de cycles [3]

- **fatigue plastique** : sous forte contrainte (souvent cause de déformation plastique) la rupture survient au bout d'un faible nombre de cycles ;
- **fatigue limitée** : le nombre de cycles avant rupture augmente rapidement avec l'abaissement de  $\sigma_a$  ;
- **fatigue illimitée** : la rupture ne se produit pas en-dessous d'un nombre de cycles donné (supérieur à la durée de vie escomptée).  $\sigma_D$  est défini comme le niveau de contraintes ne conduisant pas à la rupture avant un certain nombre de cycles ( $10^7$  généralement). Pour certains matériaux  $\sigma_D$  est une asymptote en-dessous de laquelle la probabilité de rupture est quasi-nulle.

### 3 Durée de vie normalisée

#### 3.1 Essai normalisé

Dans le cas des roulements le domaine de **fatigue illimitée** conduit à des durées de vie infinies si les conditions de lubrification, la propreté et d'autres conditions de fonctionnement sont favorables (cf. 3.3).

Dans le domaine de **fatigue limitée**, un essai spécifique aux roulements permet de déterminer leur durée de vie. Cet essai de référence est réalisé sur des roulements à billes à gorge profonde (lots de 50 roulements de même série : type et dimension). Mis en fonctionnement avec un même effort  $P = Fr$  appliqué radialement et à jeu nul (demi-bague chargée), ils sont déclarés « morts » à l'apparition du premier signe d'écaillage.



**Figure 7** Ecaillage sur un chemin de roulement [2]

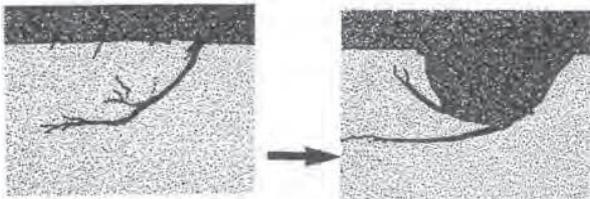


Figure 8 Vue de côté d'un roulement et coupe micrographique montrant l'évolution de l'écaillage [2]

Le nombre de tours  $N_L$  relevé constitue la durée de vie pour un roulement. Une loi empirique établit la relation entre l'effort  $Fr$  appliqué et la durée de vie  $N_L$  d'un échantillon de  $x\%$  des roulements testés :

$$\log Fr = A \cdot \log N_L + B$$

Les coefficients A et B dépendent du pourcentage des roulements qui atteignent ou dépassent la durée de vie, qu'on exprime comme la fiabilité d'un roulement.

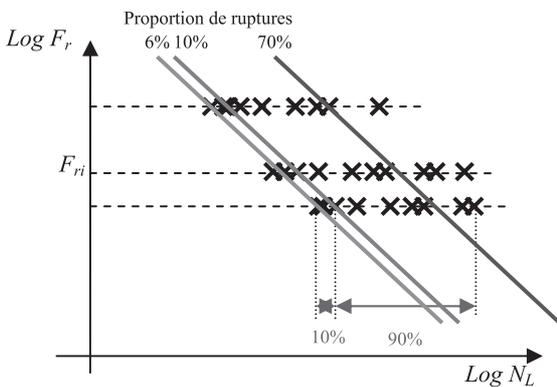


Figure 9 Courbes d'isoprobabilité de rupture d'un roulement sous contrainte en fonction du nombre de cycles

La durée de vie nominale de base  $L_{10}$  est définie pour une fiabilité de 90% (c'est la durée de vie atteinte par  $x=90\%$  des roulements). Exprimée en million de tours, on retrouve  $L_{10}$  usuellement dans la loi empirique précédente sous la forme suivante :

$$L_{10} = \left( \frac{C}{P} \right)^n$$

$C$  : charge radiale dynamique de base en newtons.  
Valeur de  $F_r$  causant la ruine pour 1 million de tours.

$P$  : charge équivalente (à l'effort radial  $Fr$ ) appliquée au roulement, en newtons.

$n = 3$  pour les roulements à billes et  $n = 10/3$  pour les roulements à rouleaux.

La norme ISO 281:2007 donne les équations qui permettent de calculer la valeur de  $C$  en fonction de la géométrie du roulement : *en pratique il suffit d'utiliser la valeur  $C$  issue du catalogue du constructeur.*

Les limites de ce modèle sont atteintes pour :

- des charges extrêmement élevées qui peuvent provoquer des déformations plastiques : un calcul de durée spécifique doit être mené pour une charge  $P$  supérieure à  $C_0$  ou à  $0,5C$  selon celle de ces deux valeurs qui est la plus faible.
- des charges très légères qui peuvent provoquer l'apparition de modes de défaillance différents : *en pratique le constructeur recommande d'assurer une charge minimale  $P$  afin de garantir le bon fonctionnement du roulement (ce qui peut conduire par exemple à une précharge par ressort).*

### 3.2 Chargement quelconque : lois approchées

Le chargement réel est rarement purement radial comme dans l'essai de référence : d'autres essais ont été menés pour déterminer quels efforts combinés permettent d'aboutir à la même durée de vie qu'un effort de référence  $F_r$ .

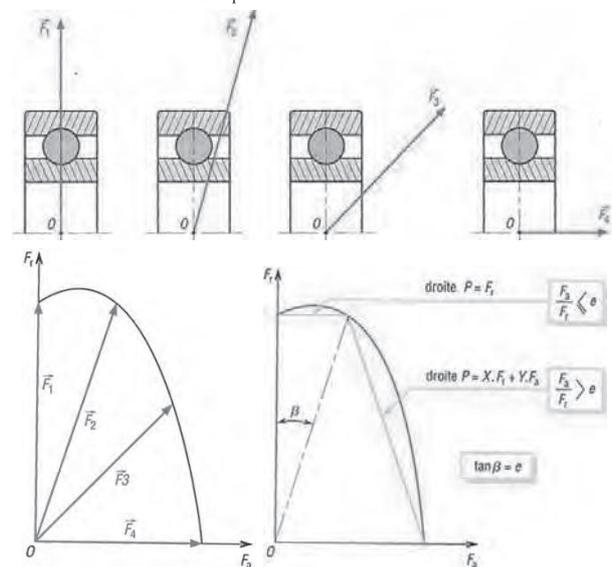


Figure 10 Efforts combinés causant la même durée de vie que l'effort radial de référence  $Fr$  [4]

Ce diagramme d'iso-durée de vie est usuellement simplifié par deux droites qui permettent ainsi de calculer  $P$ . Les coefficients  $e$ ,  $X$  et  $Y$  dépendent de la constitution du roulement et sont donnés par le constructeur :

Si  $F_a/F_r \leq e$  alors  $P = F_r$

Si  $F_a/F_r > e$  alors  $P = X \cdot F_r + Y \cdot F_a$

### 3.3 Durée de vie nominale corrigée

Il est possible d'employer des facteurs de correction de cette durée de vie nominale si l'application demande :

- un niveau de fiabilité supérieur à 90% ;
- une prise en compte des conditions de lubrification, de température et de contamination.
- une prise en compte des défauts (désalignement, ...)

La durée de vie nominale corrigée s'obtient par la relation suivante :

$$L_{nm} = a_1 a_{ISO} L_{10}$$

$a_1$  est le **facteur de correction de durée de fiabilité** :

$$a_1 = \left( \frac{\ln f}{\ln 0,9} \right)^{\frac{1}{\beta}}$$

$f$  est la fiabilité souhaitée et  $\beta = 1,5$  est une valeur moyenne pour les roulements et les butées (1,1 à 2).

Or les constructeurs ont constaté certains roulements présentent une fiabilité de 100% pour une durée de vie  $\alpha L_{10}$  avec  $\alpha = 0,05$  : pour des fiabilités supérieures à 96% il est nécessaire d'utiliser la loi corrigée suivante :

$$a_1 = \alpha + (1 - \alpha) \left( \frac{\ln f}{\ln 0,9} \right)^{\frac{1}{\beta}}$$

La norme ISO 281:2007 fournit des valeurs usuelles en fonction de la fiabilité souhaitée.

$L_{nm}$	Fiabilité %	$a_1$
$L_{10m}$	90	1
$L_{5m}$	95	0,64
$L_{4m}$	96	0,55
$L_{3m}$	97	0,47
$L_{2m}$	98	0,37
$L_{1m}$	99	0,25
$L_{0,8m}$	99,2	0,22
$L_{0,6m}$	99,4	0,19
$L_{0,4m}$	99,6	0,16
$L_{0,2m}$	99,8	0,12
$L_{0,1m}$	99,9	0,093
$L_{0,08m}$	99,92	0,087
$L_{0,06m}$	99,94	0,08
$L_{0,05m}$	99,95	0,077

Figure 11 Facteur  $a_1$  en fonction de la fiabilité désirée

$a_{ISO}$  est le **facteur de correction de durée fondé sur une approche systémique** du calcul de la durée. Dans le domaine de fatigue illimitée, avec une contrainte réelle  $\sigma$  proche de  $\sigma_u$  (limite de contrainte de fatigue) la durée de vie est dite infinie :  $a_{ISO} \rightarrow +\infty$ . Les constructeurs indiquent  $C_u$  la limite de charge de fatigue définie telle que  $\sigma_u/\sigma \approx C_u/P$  et qui permet d'utiliser des équations ou des abaques  $a_{ISO} = f(C_u/P)$ .

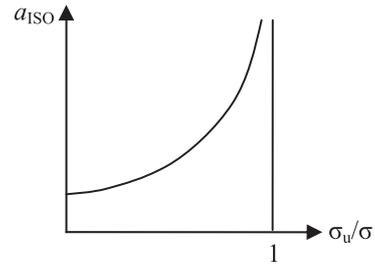


Figure 12 Facteur de correction de durée  $a_{ISO}$  en fonction de  $\sigma_u/\sigma$  dans des conditions de lubrification données

Sans détailler le calcul de  $a_{ISO}$  on peut noter que ce facteur intègre différentes grandeurs d'influence : lubrification, environnement, particules contaminantes, propreté durant le montage.

Les **défauts** (inclinaison arbre / logement, modification de précontrainte) peuvent aussi causer une diminution de la durée de vie : les constructeurs proposent des abaques permettant d'en tenir compte.

### 3.4 Charge variable à vitesse constante

Dans une phase de fonctionnement  $i$  un roulement subit un chargement constant  $P_i$  appliqué durant  $N_i$  tours. Dans chaque phase  $i$  sa durée de vie est de  $L_i$  cycles et il subit un endommagement  $D_i$  analogue à une « consommation » de la durée de vie :

$$D_i = N_i / L_i$$

La règle de Palmgren-Miner permet de déterminer l'endommagement total. Les dommages correspondants sont additifs et le cumul linéaire des endommagements  $D_i$  conduit à la rupture lorsque :

$$D = \sum D_i = 1$$

En pratique cette notion de l'endommagement conduit à déterminer  $P_{\text{eq}}$  tel que :

$$P_{\text{eq}} = \left( \frac{\sum N_i \cdot P_i^n}{\sum N_i} \right)^{1/n}$$

Le calcul de la durée de vie est alors similaire au cas de chargement à une seule phase :

$$L_{10} = \left( \frac{C}{P_{\text{eq}}} \right)^n$$

### 3.5 Montage de roulements

Pour un montage composé de  $m$  roulements, la fiabilité de l'ensemble est le produit des fiabilités de chacun. La durée de vie  $L_{e10}$  du montage s'exprime à partir de la durée de vie  $L_{j10}$  de chaque roulement  $j$  seul :

$$L_{e10} = \left( \sum_{j=1}^m \left( \frac{1}{L_{j10}} \right)^{1,5} \right)^{-1/1,5}$$



4 Choisir un roulement

4.1 Principaux fournisseurs

Les fabricants de roulements sont nombreux : on pourra retenir quelques noms comme SKF, Schaeffler (INA, LuK, FAG), NTN-SNR, et Timken qui proposent une large gamme de produits et surtout des sites offrant une assistance au dimensionnement. Il est souvent commode d'y avoir recours en particulier lors du choix du type de roulement et le calcul de la durée de vie. Les catalogues papier présentent l'avantage de pouvoir comparer les possibilités offertes : l'exemple de choix présente son utilisation dans la partie suivante.

4.2 Caractéristiques utiles

Pour le calcul de la durée de vie nominale de base  $L_{10}$  d'un roulement il est nécessaire de connaître :

- $C$  la capacité de charge dynamique du roulement ;
- Les coefficients  $e$ ,  $X$  et  $Y$  permettant le calcul de la charge équivalente  $P$  en fonction des efforts exercés sur le roulement

Il est par ailleurs utile de vérifier que les conditions de fonctionnement seront respectées grâce à :

- $C_0$  la capacité de charge statique de base et les coefficients associés  $X_0$  et  $Y_0$ .

Le cahier des charges impose généralement une durée de vie  $L_{10}$  à atteindre sous des efforts connus : pour respecter ces contraintes, la démarche consiste à déterminer les capacités de charge minimales que doivent respecter les roulements. D'autres conditions sur la vitesse de rotation, les dimensions, la fiabilité, etc. doivent parfois être vérifiées simultanément.

4.3 Exemple de choix

En respectant l'implantation proposée ci-dessous, choisir les roulements et estimer la durée de vie nominale de l'ensemble, en respectant le cahier des charges suivant : la rotation doit s'effectuer à une vitesse de 3000 tr/min, en douceur, sans vibrations, avec une précision de rotation normale. La durée de vie minimale souhaitée pour l'ensemble est  $L_{e10} = 20\ 000h$  avec une durée de vie identique pour les 2 roulements.

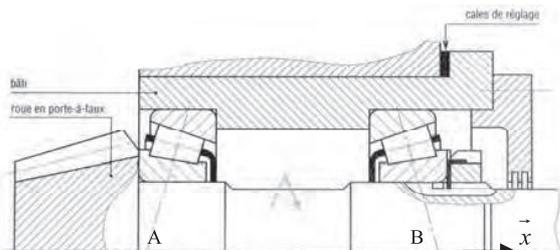


Figure 13 Exemple de montage de roulements [5]

L'étude mécanique permet de déterminer qu'à condition de respecter les exigences de montage constructeur (réglage de la précharge) :

- les efforts radiaux subis par les roulements aux points d'application des charges A et B valent :  $F_{rB}=7000\text{ N}$  et  $F_{rA}=21000\text{ N}$
- les efforts axiaux à ces points sont respectivement :  $F_{aB} = 4860\text{ N}$  et  $F_{aA} = 6060\text{ N}$

Une étude de conception (démarche itérative) non détaillée permet de sélectionner une gamme de roulements à rouleaux coniques d'angle de poussée  $\alpha=13^\circ$  et de diamètre intérieur identique. Pour ce type de roulements, les coefficients suivants sont fournis :

e	X	Y	X <sub>0</sub>	Y <sub>0</sub>
0,35	0,4	1,74	0,5	0,96

Figure 14 Coefficients du type de roulement présélectionné

Déterminer la durée de vie de chaque roulement pour que l'ensemble ait une durée de vie  $L_{e10}$

$$L_{e10} = \left( \left( \frac{1}{L_{A10}} \right)^{1,5} + \left( \frac{1}{L_{B10}} \right)^{1,5} \right)^{-1/1,5}$$

avec  $L_{A10} = L_{B10} = L_{i10}$  d'où :

$$L_{i10} = \left( \frac{L_{e10}}{2} \right)^{-1/1,5} = 31748h = 5714Mtr$$

NB : Mtr = Millions de tours

Calculer la charge équivalente P pour chaque roulement.

Pour le roulement A :  $F_{aA}/F_{rA} = 6060/21000 = 0,28 < e$

$$P_A = F_{rA} = 21kN$$

Pour le roulement B :  $F_{aB}/F_{rB} = 4860/7000 = 0,69 > e$

$$P_B = X.F_{rB} + Y.F_{aB} = F_{rA} = 11,2kN$$

Déterminer la capacité de charge dynamique minimale C pour chaque roulement.

$$L_{i10} = \left( \frac{C}{P} \right)^n \text{ d'où } C = P.L_{i10}^{1/n} \text{ avec } n=10/3$$

$$\text{D'où : } C_{Amin} = 21000.5714^{3/10} = 281kN$$

$$\text{et } C_{Bmin} = 11220.5714^{3/10} = 150kN$$

Déterminer la capacité de charge statique minimale C<sub>0</sub> pour chaque roulement.

$S_{0X} = C_{0X}/P_{0X}$  avec  $S_{0X} > 1,5$  vu le régime de rotation « normal » désirée, d'où  $C_{0X min.} > 1,5 P_{0X}$

$$P_{0A} = \max (0,5.21000 + 0,96.6060 ; 21000) = 21kN$$

$$P_{0B} = \max (0,5.7000 + 0,96.4860 ; 7000) = 8,2kN$$

$$\text{D'où : } C_{0A min.} = 31,5kN \text{ et } C_{0B min.} = 12,3kN$$

### Choisir les roulements en fonction du cahier des charges

Il faut respecter le cahier des charges qui se traduit par les conditions suivantes pour chaque roulement X du montage :

- $e_x=0,35$  et  $Y_x=1,74$  (pour respecter  $\alpha=13^\circ$ )
- $\varnothing_A = \varnothing_B$
- $N_x > 3000$  tr/min
- $C > C_{Xmin}$
- $C_0 > C_{0Xmin}$

Par exemple dans l'extrait du catalogue SNR ci-après, le roulement 32314A avec lubrification à l'huile convient.

### Calculer la durée de vie estimée de l'ensemble.

Après choix des roulements, on a :  $C_{Achoisi} = C_{Bchoisi} = 310kN > C_{mini}$  donc les durées de vie des composants sont supérieures à la durée de vie minimale :

$$L_{10A} = \left( \frac{C_{Achoisi}}{P_A} \right)^n = \left( \frac{310kN}{21kN} \right)^n = 7890Mtr$$

$$L_{10B} = \left( \frac{C_{Bchoisi}}{PB} \right)^n = \left( \frac{310kN}{11,2kN} \right)^n = 63700Mtr$$

On en déduit la durée de vie nominale de l'ensemble :

$$L_{e10} = \left( \left( \frac{1}{L_{10A}} \right)^{1,5} + \left( \frac{1}{L_{10B}} \right)^{1,5} \right)^{-1/1,5}$$

$$L_{e10} = 7670Mtr$$

### 5 Conclusion

La connaissance des efforts appliqués sur un roulement permet de prédire sa durée de vie en s'appuyant sur l'étude de la fatigue de ses composants. Les avancées en modélisation et méthodes de calcul ont permis de minimiser cette cause : actuellement les défaillances prématurées sont causées majoritairement par une lubrification inadaptée, un montage incorrect ou une pollution du composant [6].

En fonction des contraintes de l'application visée, d'autres composants peuvent apporter une meilleure réponse que le roulement au problème du guidage en rotation : coussinets, paliers fluides ou magnétiques, ... sont des candidats plus adaptés selon le coût de revient ou la vitesse de rotation recherchés.

### 6 Bibliographie

[1] **Société NTN-SNR**, Catalogue général Industrie chap. 01 - Notions générales, p.8  
[http://www.ntn-snr.com/industry/fr/fr-fr/file.cfm/01-Notions\\_generales.pdf?contentID=4647](http://www.ntn-snr.com/industry/fr/fr-fr/file.cfm/01-Notions_generales.pdf?contentID=4647)

[2] **Société NTN-SNR**, Catalogue général Industrie SNR chap. 03 - Durée de vie, p.56  
[http://www.ntn-snr.com/industry/fr/fr-fr/file.cfm/03-Duree\\_de\\_vie.pdf?contentID=4650](http://www.ntn-snr.com/industry/fr/fr-fr/file.cfm/03-Duree_de_vie.pdf?contentID=4650)

[3] **J. Lemaitre, J.-L. Chaboche, A. Benallal, R. Desmorat**, Mécanique des matériaux solides 3ème édition, Collection: Sciences Sup Dunod, 2009

[4] **J.-L. Fanchon**, Guide pratique des sciences et technologies industrielles Collection : AFNOR-NATHAN, avril 2009, p. 295

[5] **J.-L. Fanchon**, Guide pratique des sciences et technologies industrielles Collection : AFNOR-NATHAN, avril 2009, p. 282

[6] **Société SKF**, changement de roulement :

[http://www.skf.com/portal/skf\\_fr/home/services?contentId=893054&lang=fr](http://www.skf.com/portal/skf_fr/home/services?contentId=893054&lang=fr)

**Société NTN-SNR**, durée de vie des roulements :  
[http://www.ntn-snr.com/group/fr/fr-fr/index.cfm?page=/group/home/technique\\_roulement/vocabulaire/duree\\_vie](http://www.ntn-snr.com/group/fr/fr-fr/index.cfm?page=/group/home/technique_roulement/vocabulaire/duree_vie)

### 7 Lectures recommandées

*Pour aborder le choix de roulements*

J.-L. Fanchon, Guide pratique des sciences et technologies industrielles Collection : AFNOR-NATHAN, avril 2009, pp. 261-312

*Normes internationales*

ISO 76 : Roulements – charges statiques de base, septembre 2006

ISO 281 : Roulements – Charges dynamiques de base et durée nominale, avril 2007

*Sites web de constructeurs*

SKF

[http://www.skf.com/portal/skf\\_fr/home](http://www.skf.com/portal/skf_fr/home)

NTN-SNR

<http://www.ntn-snr.com/group/fr/fr-fr/index.cfm>

Timken

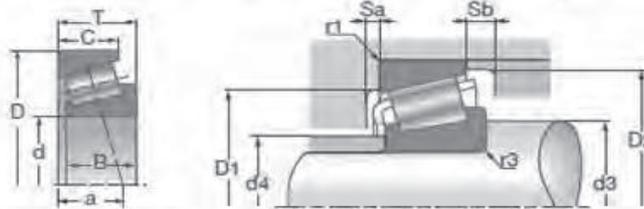
<http://www.timken.com/fr-fr/Pages/Home.aspx>

INA-FAG (Schaeffler)

[http://www.schaeffler.fr/content.schaeffler.fr/fr/products\\_services/inafagproducts/index.jsp](http://www.schaeffler.fr/content.schaeffler.fr/fr/products_services/inafagproducts/index.jsp)

SNR Roulements à rouleaux coniques

Roulements à rouleaux coniques (suite)



d	Rel	D	B	C	T	a	C	C <sub>0</sub>	e	Y	Y <sub>0</sub>		
												tr/min*	tr/min*
65	32013A	100	23	17,5	23,00	22,50	83,0	128,0	0,46	1,31	0,72	3400	4800
	33013A	100	27	21,0	27,00	21,50	107,9	156,0	0,35	1,72	0,95	3400	4600
	33113A	110	34	26,5	34,00	26,00	159,3	211,0	0,39	1,55	0,85	3300	4400
	30213A	120	23	20,0	24,75	23,80	126,3	152,7	0,40	1,48	0,81	2900	4100
	32213A	120	31	27,0	32,75	27,30	168,7	221,8	0,40	1,48	0,82	2800	3900
	33213A	120	41	32,0	41,00	29,50	202,0	280,0	0,39	1,54	0,85	2800	4000
	30313A	140	33	28,0	36,00	28,50	203,0	238,0	0,35	1,74	0,96	2800	3700
	31313A	140	33	23,0	36,00	44,00	191,4	204,0	0,83	0,73	0,40	2500	3300
	32313A	140	48	39,0	51,00	34,50	273,0	350,0	0,35	1,74	0,96	2800	3700
	32313B	140	48	39,0	51,00	41,50	275,0	375,0	0,55	1,10	0,60	2600	3500
70	32014A	110	25	19,0	25,00	24,00	105,0	160,0	0,43	1,38	0,76	3200	4200
	33014A	110	31	25,5	31,00	22,50	127,0	204,0	0,28	2,11	1,16	3200	4200
	30214A	125	24	21,0	26,25	25,90	138,3	173,7	0,42	1,43	0,79	2800	4000
	32214A	125	31	27,0	33,25	28,90	173,1	237,1	0,42	1,43	0,79	2700	3800
	33214A	125	41	32,0	41,00	31,00	201,0	282,0	0,41	1,47	0,81	2900	3900
	30314A	150	35	30,0	38,00	30,00	230,0	272,0	0,35	1,74	0,96	2600	3500
	31314A	150	35	25,0	38,00	47,00	213,5	229,0	0,83	0,73	0,40	2300	3000
	32314A	150	51	42,0	54,00	36,50	310,0	405,0	0,35	1,74	0,96	2600	3500
	32314B	150	51	42,0	54,00	44,00	305,0	405,0	0,55	1,10	0,60	2400	3300
	75	32015A	115	25	19,0	25,00	25,50	106,0	167,0	0,46	1,31	0,72	3000
33015A		115	31	25,5	31,00	23,00	111,0	186,0	0,30	2,01	1,11	3000	4000
33115A		125	37	29,0	37,00	29,00	188,1	252,0	0,40	1,51	0,83	2800	3700
30215A		130	25	22,0	27,25	27,00	153,8	175,0	0,44	1,38	0,76	2700	3600
32215A		130	31	27,0	33,25	30,00	168,0	224,0	0,44	1,38	0,76	2700	3600
33215A		130	41	31,0	41,00	32,00	208,0	298,0	0,43	1,40	0,77	2700	3600
30315A		160	37	31,0	40,00	32,00	255,0	305,0	0,35	1,74	0,96	2400	3200
32315A		160	55	45,0	58,00	39,00	355,0	470,0	0,35	1,74	0,96	2400	3200
32315B		160	55	45,0	58,00	46,50	325,0	415,0	0,55	1,10	0,60	2300	3100
80		32016A	125	29	22,0	29,00	27,00	139,0	216,0	0,42	1,42	0,78	2800
	33016A	125	36	29,5	36,00	25,00	173,0	284,0	0,28	2,16	1,19	2800	3700
	33116A	130	37	29,0	37,00	30,50	179,0	276,0	0,42	1,44	0,79	2600	3500
	30216A	140	26	22,0	28,25	27,50	160,0	200,0	0,42	1,43	0,79	2500	3400
	32216A	140	33	28,0	35,25	31,00	199,0	265,0	0,42	1,43	0,79	2500	3400
	33216A	140	46	35,0	46,00	35,00	250,0	365,0	0,43	1,41	0,78	2500	3400
	30316A	170	39	33,0	42,50	34,00	291,0	350,0	0,35	1,74	0,96	2300	3000
	85	32017A	130	29	22,0	29,00	28,50	142,0	224,0	0,44	1,36	0,75	2600
33017A		130	36	29,5	36,00	26,00	176,0	296,0	0,29	2,06	1,13	2600	3500
33117A		140	41	32,0	41,00	33,00	211,0	330,0	0,41	1,48	0,81	2400	3300
30217A		150	28	24,0	30,50	30,00	202,4	232,0	0,42	1,43	0,79	2400	3200

\* Il s'agit de vitesses limites suivant le concept SNR (cf. p. 85 à 87)

326

Figure 15 Extrait du catalogue SNR

# De la modélisation causale à la commande d'un système électrique

Frédéric GIRAUD, Alain BOUSCAYROL, Walter LHOMME

Université Lille 1

Cité Scientifique 59655 Villeneuve d'Ascq

prenom.nom@univ-lille1.fr

**Résumé :** cet article présente un petit système électrique, composé d'un moteur à courant continu alimenté par un hacheur simple, que les étudiants modélisent, représentent, simulent puis contrôlent en temps réel. Le recours à des solutions innovantes permet de mettre en œuvre la commande rapidement.

## 1. Introduction

Les étudiants de première année en Master Automatique et Systèmes Electriques de l'Université Lille1 suivent l'Unité d'Enseignement « Gestion des Systèmes Electriques » au cours du premier semestre. Ils y découvrent une méthodologie de représentation basée sur le respect de la causalité intégrale du système (la Représentation Energétique Macroscopique, REM). Par inversion de cette représentation graphique, ils sont ensuite capables d'obtenir une structure de commande maximale (maximum de mesures et d'opérations), pour laquelle ils doivent dimensionner les correcteurs utilisés.

Dans ce contexte, la séance de travaux pratiques doit permettre l'application de ces méthodes sur un cas concret. C'est dans cet objectif qu'a été conçue une maquette d'un petit système électrique qui associe une Machine à Courant Continu (MCC), une inertie, un convertisseur statique et une source d'énergie. Grâce aux outils employés, les étudiants sont capables de modéliser le système, puis de le simuler et de comparer mesure et simulation, et enfin d'établir la structure de la commande et de l'implanter en temps réel sur un petit organe de calcul.

Cet article présente ce système et les travaux que les étudiants sont amenés à réaliser. En première partie, nous établissons le modèle du système, sa REM et sa simulation que l'on compare avec l'expérience. En seconde partie, nous mettons en œuvre la commande.

## 2. Représentation causale du système.

### 2.1. Présentation du système

Les étudiants disposent d'une maquette décrite à la figure 1 et présentée à la figure 2. Un petit « moteur » alimenté par un hacheur abaisseur entraîne une charge. Un filtre LeCe permet de filtrer la tension d'entrée et d'assurer l'alternance des sources. Le convertisseur continu-continu est un hacheur abaisseur, réversible en courant mais pas en tension. Ainsi, on s'assure a priori de pouvoir récupérer l'énergie de freinage, mais le moteur ne tournera que dans un seul sens. Des capteurs permettent les mesures de  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $v_1$  et de  $\Omega$ .

Un élément clé de cette maquette est un DSP de type Piccolo de Texas Instrument. Ce type de contrôleur est dédié à la commande de systèmes électriques et possède donc les périphériques de base, comme des convertisseurs analogiques numériques, des sorties MLI ou des entrées de capture de signaux de codeurs. Il se branche sur le port USB d'un ordinateur. Il est alors possible d'échanger des informations et ainsi de récupérer la valeur des mesures, ou de changer le rapport cyclique du convertisseur en temps réel. Son coût est de 40€ (en 2011), et peut donc être utilisé en grand nombre en salle de travaux pratiques. Chaque étudiant peut ainsi piloter son DSP.

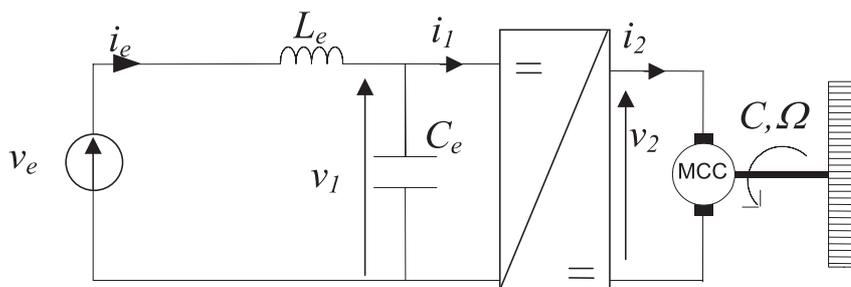


Figure 1: Système étudié.

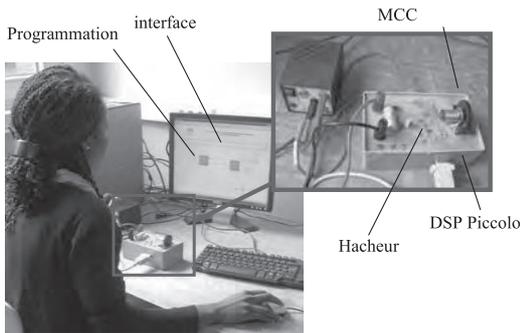


Figure 2 : maquette didactique

Notons que la charge est ici inertielle, de valeur suffisante pour permettre, dans les phases de freinage, de renvoyer de l'énergie à la source électrique si celle-ci le permet.

## 2.2. Modèle du système

Une modélisation au sens des valeurs moyennes sur une période de hachage est entreprise en préparation par les étudiants. Pour cela, le système est idéalisé, mis à part le moteur à courant continu pour lequel on prend en compte les pertes joules rotoriques. Le modèle est ensuite mis sous la forme d'une représentation énergétique macroscopique. Cet outil, qui impose le respect de la causalité intégrale, présente de manière claire les variables d'état du système. Il permettra en outre d'obtenir – par inversion – les lois de commande [1]. Pour ce modèle, le MCC est équivalent à un circuit  $(R, L_m, e)$  série, et on note  $K$  la constante de couple. De même, la roue présente une inertie  $J$ , et un frottement visqueux en  $f\Omega$  la ralentit. Les équations sont données au tableau 1.

Elément	Equations associées
Source stabilisée	$V_e$ est constante quel que soit $i_e$ .
Filtre d'entrée	$i_e = \frac{1}{L_e} \int (V_e - v_1) dt$ $v_1 = \frac{1}{C_e} \int (i_e - i_1) dt$
Hacheur abaisseur	$v_2 = \alpha v_1$ $i_1 = \alpha i_2$
MCC	$i_2 = \frac{1}{L_m} \int (v_1 - e - R i_2) dt$ $e = K \Omega$ $C = K i_2$
Roue	$\Omega = \frac{1}{J} \int (C - Cr) dt$ $Cr = f \Omega$

Tableau 1 : équations du système.

## 2.3. Représentation

Les étudiants utilisent la Représentation Énergétique Macroscopique afin de représenter leur système. Pour parvenir à cette description, les variables énergétiques sont tout d'abord. Ces variables

énergétiques sont repérables car elles sont la sortie d'une équation causale ; un exemple est donné au tableau 1 avec le courant  $i_e$ . On montre également que ces variables énergétiques permettent de calculer l'énergie stockée par le système ; ainsi,  $i_e$  sert à calculer  $E_e$  l'énergie stockée dans  $L_e$  par  $E_e = 1/2 L_e i_e^2$ . D'autres équations sont rigides, c'est à dire que la relation entre sortie et entrée ne dépend pas du temps. C'est le cas du couple  $C$  qui se déduit de  $i_2$  par un gain  $K$ .

Des pictogrammes spécifiques sont utilisés afin de différencier chaque type de relation. Les variables énergétiques sont les sorties de ces processeurs, et des règles spécifiques propres à la REM sont appliquées, comme par exemple l'impossibilité de relier deux sorties entre elles. Ces règles permettent d'organiser les équations du système et traduisent le principe d'action-réaction. Un exemple de la représentation en REM des équations de la Machine à courant continu est donné à la figure 3, avec une transcription sous forme de schéma bloc, tandis que la REM complète du système est donné à la figure 4.

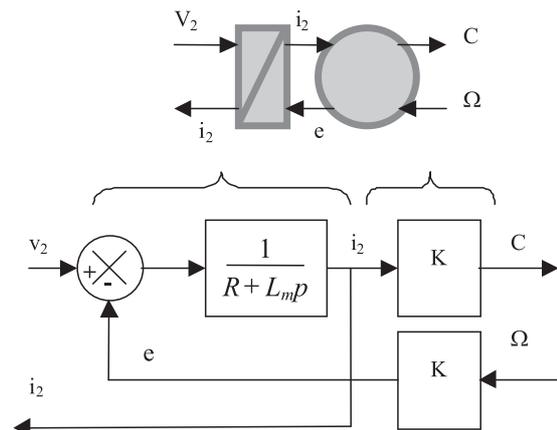


Figure 3: REM et schéma bloc équivalent au MCC.

## 2.4. Simulation

Les étudiants simulent le système sous Matlab Simulink. Puisque ce logiciel utilise des schéma-blocs, nous devons convertir les équations du système en schéma bloc. Or, comme le système est organisé selon la REM il s'agit de convertir chaque bloc en schéma bloc. Les étudiants utilisent d'ailleurs une bibliothèque spécifique [2]. Ainsi, les étudiants peuvent avancer pas à pas dans la réalisation de leur schéma de simulation Matlab, et ils sont guidés par la REM pour organiser leurs équations.

A ce stade, les étudiants sont capables de simuler le système, et grâce à la maquette que nous leur fournissons, ils sont également capables de comparer la simulation avec l'expérience. Pour cela, ils simulent la réponse du système à un échelon de rapport cyclique  $\alpha$

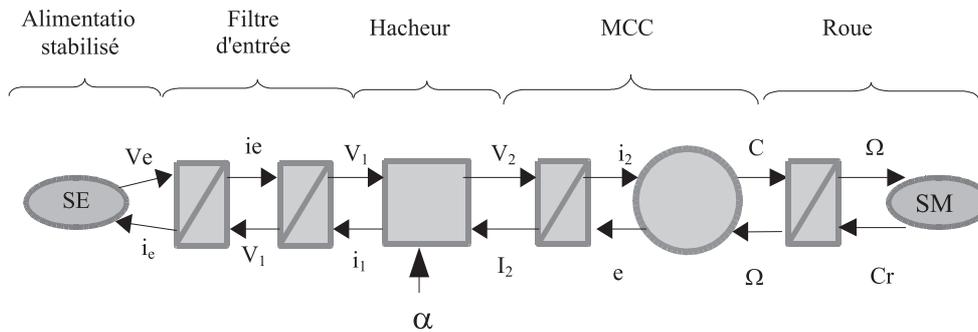


Figure 4 : Modélisation par représentation énergétique macroscopique du système étudié.

entre deux valeurs  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$ . Ils enregistrent la réponse du système, en particulier les chronogrammes relatifs à la vitesse  $\Omega$  et au courant  $i_2$ . Puis, la comparaison simulation-expérience est entreprise : les étudiants reproduisent le même essai en échelon en réel, et reportent sur les graphes précédents les mesures expérimentales, comme montré à la figure 5.

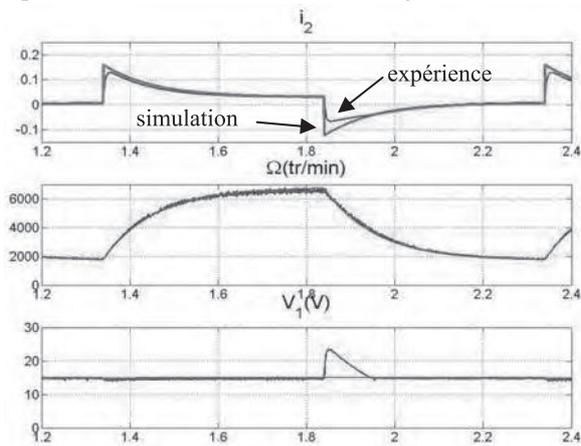


Figure 5 : Comparaison simulation-expérience

Dans cette figure, les grandeurs mesurées sont filtrées et correspondent à la valeur moyenne des variables sur une période de hachage.

A partir de l'analyse de la concordance simulation-expérience, les étudiants concluent sur la validité du modèle. Cette étape est importante, car elle justifie la démarche, les hypothèses ainsi que la valeur des paramètres.

C'est également une étape clé pour comprendre les notions de cause à effet du système que met en exergue la modélisation causale. Par exemple, les étudiants notent que la dynamique du couple, qui a pour conséquence la vitesse, est plus élevée que la dynamique de cette dernière. Et pour illustrer le principe d'action et de réaction, on note que la charge inertielle – au moment du freinage – réinjecte de l'énergie vers la source. Or, cette-dernière étant irréversible, cette énergie ne peut pas se dissiper dans la source de tension, elle s'accumule dans la capacité  $C_e$ . Par conséquent, la tension d'entrée  $V_1$  augmente, et cette événement visible à  $t=1,9s$  n'est pas pris en

compte par le modèle. Toutefois, cela traduit bien le fait que vis à vis de  $C_e$ ,  $i_1$  est une entrée d'action.

### 3. Commande en vitesse du dispositif

#### 3.1. Principe

En ce qui concerne la commande, l'étape de simulation permet de mettre au point le calcul des correcteurs sans risque sur le système réel en cas d'erreur. C'est donc une aide précieuse au développement.

Se pose le problème du passage de la simulation à l'implantation sur le système réel. Cette étape doit être opérée de manière méthodique. En effet, lors de ce passage, plusieurs points sont à vérifier dont par exemple :

- il faut respecter les facteurs de sonde et les orientations des capteurs entre la simulation et le système. En général, cette étape est validée lors de la confrontation simulation-expérience,
- il faut bien retranscrire (généralement en langage C dans un microcontrôleur) les blocs de commande utilisés en simulation vers le système réel.

Ce qu'il faut éviter, c'est d'arriver à faire une bonne structure de commande, avec des correcteurs dont on maîtrise le calcul, et qui donne de bons résultats en simulation, et de devoir tout recommencer sur le système réel.

La méthode proposée, qui doit amener l'étudiant à une conception rigoureuse de la partie commande, consiste à trouver la « structure maximale de commande » du système. Cette commande est simulée et lorsqu'elle fonctionne, elle est littéralement copiée-collée « dans » le DSP. Ainsi, les étudiants sont sûrs de leur implantation. Le travail est donc décomposé en deux étapes : la recherche de la structure de contrôle, puis le passage au dispositif réel.

#### 3.2. Structure maximale de commande

La Structure Maximale de Commande (SMC) se déduit de la REM de la figure 4. Tout d'abord, les

étudiants déterminent la chaîne de réglage, c'est à dire le chemin qui part de la grandeur que l'on veut asservir (ici  $\Omega$ ) et qui permet d'accéder à une entrée de réglage (ici  $\alpha$ ), en remontant par les variables d'action. Cette chaîne de réglage se définit ainsi par:

$$\alpha \rightarrow v_2 \rightarrow i_2 \rightarrow C \rightarrow \Omega$$

qui se traduit par  $\alpha$  règle  $v_2$ , qui règle  $i_2$  qui règle  $C$  qui règle  $\Omega$ .

Lorsque l'on parcourt la chaîne de réglage, nous rencontrons les blocs REM. Deux cas se distinguent[3,4]:

- soit le bloc peut être directement inversé, ce que réalise la commande,
- soit le bloc traduit une accumulation d'énergie (blocs barrés en orange), la commande devant alors utiliser un correcteur.

Nous constatons à la figure 6 que la structure maximale de commande se compose de deux asservissements: un asservissement de vitesse qui produit une consigne en couple, et un asservissement de courant du moteur. Les flèches qui passent du modèle (en orange) à la commande par inversion (en bleu) sont importantes à relever; en effet; ils traversent la zone d'interfaçage entre le modèle et sa commande. Elles représentent autant de capteurs (comme le capteur de courant  $i_2$ ) que de variable à imposer au système (comme  $\alpha$ ). Les flèches en pointillé représentent des entrées de compensation, comme la force contre électromotrice ( $f_{cem}$ )  $e$  du moteur, ou le couple résistant. A ce stade de l'étude, la structure de commande comprend un nombre maximal d'entrées de mesures et d'asservissements.

Les étudiants réalisent alors eux même le calcul de

Par ailleurs, il est conseillé d'avancer pas-à-pas, en commençant toujours par les boucles internes. Le tableau 2 fournit les inversions de blocs utilisés dans cet exercice. Le correcteur utilisé pour la boucle de vitesse est un correcteur proportionnel (de gain  $K_{p\Omega}$ ) puisque le couple résistant est supposé parfaitement compensé.

Elément	Inversion du bloc
Roue $\Omega = \frac{1}{J} \int (C - Cr) dt$	$C_{REF} = K_{p\Omega} (\Omega_{REF} - \Omega_{mes}) + C_{r_{mes}}$
MCC $C = K i_2$ $i_2 = \frac{1}{L_m} \int (v_1 - e - R i_2) dt$	$i_{2REF} = \frac{1}{K} C_{REF}$ $v_{2REG} = \left[ K_{pl} + \frac{K_{il}}{p} \right] (i_{2ref} - i_{2mes}) + e_{mes}$
Hacheur abaisseur $v_2 = \alpha v_1$	$\alpha_{REG} = \frac{v_{2REG}}{v_1}$

Tableau 2: les correcteurs utilisés pour la SMC

Le système et sa commande sont ensuite simulés. En cas d'erreur, il est possible de corriger la valeur des paramètres. Si le temps de réponse souhaité n'est pas atteint, il faut trouver la cause. Mauvais calculs? Mauvaise structure? Mauvaise compensation? Ce travail pragmatique est important car il permet de bien fixer les connaissances, et de faire passer l'étudiant petit à petit du niveau d'initié, au statut d'expert.

### 3.3. Implantation

Une fois la commande et ses correcteurs validés par simulation, l'étudiant peut implémenter son contrôle dans le DSP. Il se confronte alors au système réel et ses

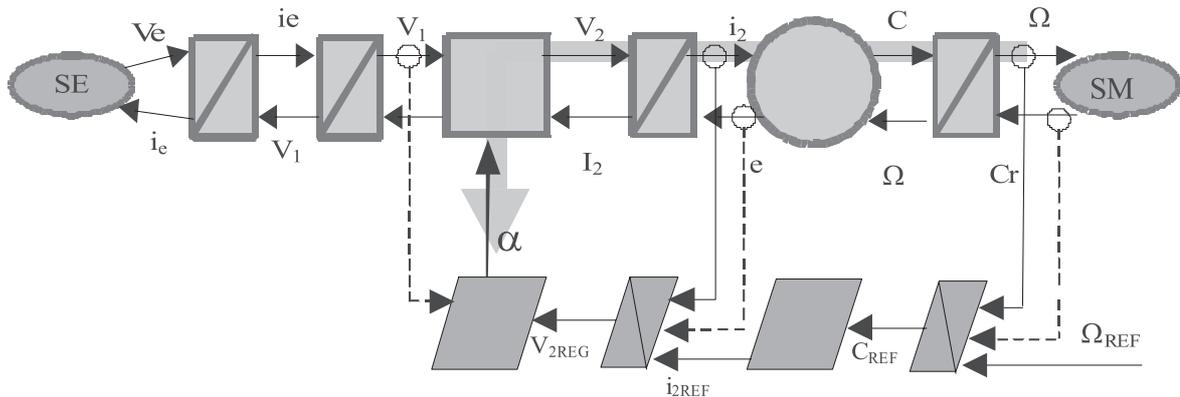


Figure 6 : Modélisation par représentation énergétique macroscopique du système étudié.

leurs correcteurs. Ils ne sont pas guidés; par contre, on leur impose le cahier des charges:

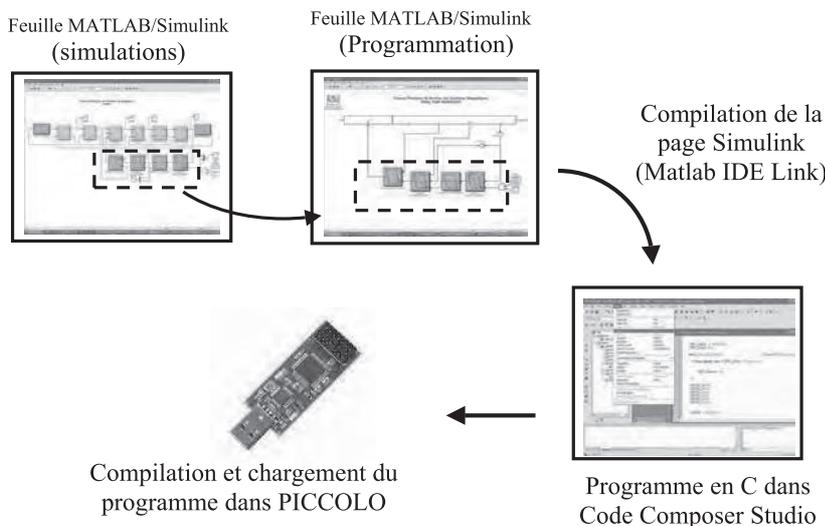
- temps de réponse de 24ms pour la boucle de courant,
- temps de réponse de 240ms en vitesse.

limitations. Or, certaines compensations sont impossibles à réaliser de manière pratique. Par exemple, la  $f_{cem}$   $e$  est une variable interne à la MCC, et ne peut pas être mesurée. Il en va de même avec le couple résistant  $Cr$ . C'est une étape importante de la séance de travaux pratiques : l'étudiant applique des

règles systématiques pour concevoir la commande (Structure maximale de commande), et doit ensuite appliquer un œil critique pour adapter ce schéma de contrôle à la réalité du système.

Les étudiants proposent des solutions qui sont validées par simulation. Par exemple, le  $f_{cm}$  est estimée en ligne par l'estimateur  $e=K\Omega$ . L'estimation de  $C_r$ , qui peut être faite de la même manière par  $C_r=f\Omega$  est réalisable en simulation, mais donne de mauvais résultats en pratique. En effet, si  $C_r$  est mal compensé, et parce que le correcteur de vitesse est un correcteur proportionnel, il apparaît une forte erreur statique. Par conséquent, la boucle en vitesse n'est pas robuste vis à vis des variations paramétriques de  $f$ . C'est pourquoi, plutôt que de compenser  $C_r$ , on choisira de placer un correcteur PI, qui aura comme avantage d'assurer une erreur statique nulle quelque soit les variations de  $f$ .

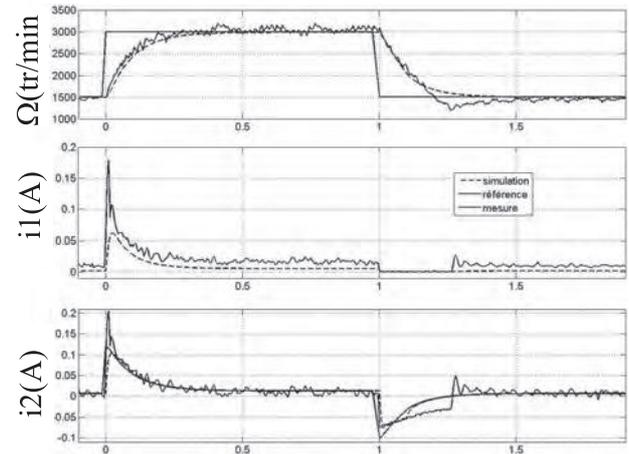
Partant de la commande réalisée sous Matlab Simulink, les blocs de commande sont copiés-collés dans un modèle simulink spécifique, qui comporte des blocs additionnels de liaison avec le DSP. Cette feuille peut alors être compilée, générant le programme en langage C de l'algorithme de commande. Cette opération s'effectue grâce à la boîte à outils Matlab IDE Link. Ce programme est alors automatiquement chargé dans Code Composer Studio, l'outil de Texas Instrument pour programmer les DSP de sa marque. Le programme en langage C est lui aussi compilé, le résultat étant transféré automatiquement, via une liaison USB, sur le DSP piccolo. A titre d'illustration, nous montrons de manière simplifiée ces étapes à la figure 7.



**Figure 7 :** Principe de la génération de code pour Piccolo à partir d'une feuille Simulink et via le programme Matlab IDE Link

### 3.4. Résultats expérimentaux

Les résultats expérimentaux de la figure 8 montrent la réponse du système en boucle fermée et pour des échelons de consigne en vitesse comprise entre 1500tr/min et 3000tr/min. Ces résultats sont comparés aux résultats issus de la simulation. Nous avons fixé un temps de réponse de la boucle interne de courant à 24ms, celui en vitesse à 240ms. Deux correcteurs de type Proportionnel-Intégrale ont été utilisés.



**Figure 8 :** résultats expérimentaux de l'implantation

Sur cette figure 8, nous constatons qu'à la montée, le moteur atteint sa consigne en 240ms, comme convenu. Par ailleurs, la comparaison simulation-expérience montre que les deux concordent ; ainsi, ce qui a été défini par simulation est obtenu en pratique. Notons toutefois que l'effet de l'échantillonnage se voit sur la courbe relative au courant moteur ( $i_2$ ) ; des oscillations apparaissent en pratique et pas en simulation. Le modèle étant en effet à temps continu, il ne prend pas en compte l'échantillonnage. La descente en vitesse, quant à elle, montre des différences entre simulation et expérience. Ceci est dû à la non réversibilité de la source, visible sur le graphe de  $i_1$ . Dans ce cas, le comportement du moteur ne semble pas bien pris en compte par le modèle, ce qui entraîne les différences observées. Le dépassement que l'on constate sur la vitesse (de 17% environ) est dû à la saturation du PI en vitesse. En effet, à la descente, le courant  $i_2$  n'est pas égal à sa consigne, ce qui fait diverger le correcteur de vitesse.

#### 4. Conclusion

Cet article montre une séquence pédagogique autour d'un petit système électrique. Après avoir écrit les équations du modèle, les étudiants sont amenés à en réaliser une simulation sous le logiciel Matlab-Simulink. Pour le représenter, la Représentation Énergétique Macroscopique (REM) est utilisée ; elle permet d'organiser les équations et de produire un schéma bloc simulable du système.

Puis les étudiants déduisent une commande de ce système par inversion du modèle. Après simulation et calcul des correcteurs, cette commande est implémentée sur un DSP qui permet la commande en temps réel du système. Le faible coût de la solution permet à chaque étudiant de travailler sur sa maquette de manière autonome. Des détails sur la réalisation pratique de la maquette, ou des renseignements complémentaires peuvent être demandés via le site [5].

#### Remerciements

Les auteurs remercient Michel Amberg de l'Université Lille1 pour son aide dans la conception de la maquette.

#### Bibliographie

- [1] BOUSCAYROL (A.), GUILLAUD (X.), HAUTIER (J. P.), DELARUE (Ph.). – « Macromodélisation pour les conversions électromécaniques : application à la commande des machines électriques ». – Revue Internationale de Génie Electrique (RIGE). – juin 2000, vol. 3, n° 2, p. 257-282
- [2] <http://emr.univ-lille1.fr/>
- [3] BOUSCAYROL (A.), DELARUE (P.), GUILLAUD (X.). – “Power strategies for maximum control structure of a wind energy conversion system with a synchronous machine”. – Renewable Energy. – May 2005, vol. 30, no. 15, p. 2273-2288.
- [4] BARRE (P. J.), BOUSCAYROL (A.), DELARUE (P.), DUMETZ (E.), GIRAUD (F.), HAUTIER (J. P.), KESTELYN (X.), LEMAIRE-SEMAIL (B.), SEMAIL (E.). – “Inversion-based control of electromechanical systems using causal graphical descriptions”. – Proc. of IEEE-IECON'06. – Paris (France), November 2006, p. 5276-5281
- [5] <http://frederic.giraud.polytech-reseau.net/>

# Régulation de vitesse d'un moteur à courant continu alimenté par un variateur industriel DMV2342

JM ROUSSEL, P REBEIX, B EMILE

IUT de l'Indre, Département GEII, 2 avenue François Mitterrand 36000 CHATEAUROUX

Courriel : [jean-marc.rousseau@univ-orleans.fr](mailto:jean-marc.rousseau@univ-orleans.fr)

[pascal.rebeix@univ-orleans.fr](mailto:pascal.rebeix@univ-orleans.fr)

[bruno.emile@univ-orleans.fr](mailto:bruno.emile@univ-orleans.fr)

**Résumé :** Cet article présente un TP destiné à des étudiants de deuxième année DUT GEII. Durant ce TP, ces derniers doivent effectuer le réglage d'une boucle de régulation de vitesse d'un variateur de vitesse industriel de la société Leroy Somer. La démarche pédagogique a pour objectif de familiariser les étudiants aux concepts de base de l'automatique dans le cadre des travaux pratiques d'électrotechnique et de montrer la transversalité de la formation GEII. De plus, elle bouscule les idées reçues des étudiants sur l'enseignement de l'électrotechnique qui serait basée selon eux seulement sur l'étude physique des machines !

**Mots clés :** modélisation, régulateur PI, méthode de Ziegler Nichols

## 1. Introduction

Les moto-variateurs à courant alternatif ont peu à peu supplanté leurs homologues à courant continu. Ces derniers représentent aujourd'hui une infime part du marché de la variation de vitesse. Mais l'électronique de contrôle incluse dans le variateur alternatif est complexe et nécessite des connaissances de niveau master (transformation de Park).

Néanmoins, on trouve des asservissements de vitesse à base de moteurs DC (à courant continu) dans la quasi-totalité des industries. Les moteurs DC doivent leur utilisation dans les asservissements de vitesse aux performances dynamiques élevées qu'ils offrent ainsi qu'à la précision et à la simplicité de la commande.

L'objet de cet article est de décrire les travaux effectués par des étudiants dans le cadre des travaux pratiques du module ET3 en deuxième année DUT GEII. Les étudiants doivent mettre en oeuvre la boucle de régulation vitesse ainsi que les réglages du correcteur PI.

Après une présentation générale de la plate-forme d'essais, l'article détaille la modélisation du moteur DC et du variateur de vitesse associé. Les réglages proposés sont ensuite expliqués, ainsi que les différents essais en régulation à vide et en charge réalisés pour évaluer les performances.

## 2. Plate-forme expérimentale

### 2.1. Descriptif du système étudié

La figure 1 donne le schéma synoptique de la plate-forme expérimentale utilisée dans le cadre de ce TP.

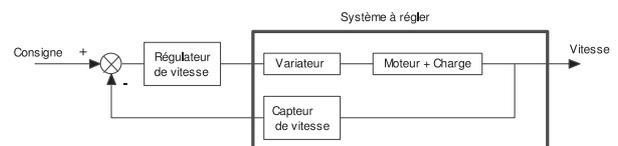


Figure 1 : Synoptique de la plate-forme expérimentale

L'ensemble est constitué d'un variateur de vitesse industriel triphasé permettant un fonctionnement dans les 4 quadrants du plan couple vitesse d'une machine à courant continu entraînant une charge présentant un couple simulé par un frein à courant de Foucault.

La partie puissance du variateur de vitesse DMV 2342 est constituée de deux ponts PD3 à thyristors, montés tête-bêche aux bornes de l'induit, permettant de fonctionner dans les quatre quadrants du plan couple - vitesse. L'inducteur du moteur est alimenté par un pont mixte.

La partie commande et régulation est gérée par un microprocesseur 8 bits fonctionnant à 12 MHz. Le dialogue se fait à partir de 6 touches et de 8 afficheurs à 7 segments, pour accéder aux 450 paramètres de réglage et codes d'erreur.

### 2.2. Moteur

Le moteur est à excitation séparée, tension d'induit de 220 V DC, courant nominal de 6,5A, sa puissance nominale est de 1,5 kW.



### 3. Modélisation de l'entraînement réglé

#### 3.1. Modélisation du moteur DC

Le moteur DC à collecteur est constitué d'une partie fixe (le stator) et d'une partie tournante (le rotor).

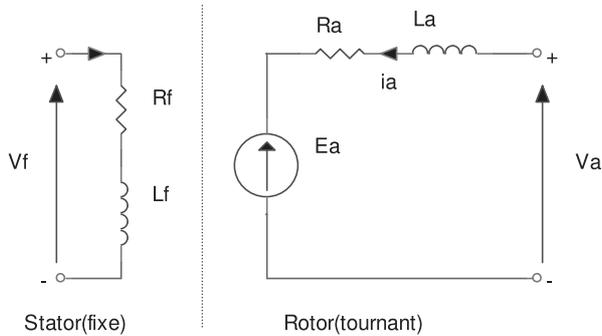


Figure 2: Schéma électrique d'un moteur DC

Le stator joue le rôle de l'inducteur, sa fonction est de créer un flux magnétique  $\Phi_f$  dans lequel seront plongées les spires du circuit d'induit. Si celles-ci sont parcourues par un courant d'induit  $i_a(t)$ , un flux d'induit va être produit au rotor. L'interaction des deux flux produit un couple qui fait tourner l'induit du moteur.

La relation mathématique caractérisant la relation entre la tension  $v_a$  aux bornes de l'induit du moteur DC et le courant  $i_a$  qui le parcourt est donnée par l'équation suivante :

$$v_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + e_a(t) \quad (1)$$

Où  $R_a$  et  $L_a$  sont respectivement la résistance et l'inductance du circuit d'induit.

La tension  $e_a$  est appelée force contre-électromotrice. Elle est liée à la vitesse  $\Omega$  et au flux d'excitation  $\Phi_f$  par la relation suivante :

$$e_a = k_f \Phi_f \Omega \quad (2)$$

Où  $k_f$  est une constante propre à la construction du moteur. La relation (2) montre qu'à excitation constante la force contre-électromotrice  $e_a$ , proportionnelle à  $\Omega$ , est une image de la vitesse.

Le couple est lié au flux d'inducteur et au courant d'induit par la relation :

$$T_{em} = k_f \Phi_f i_a \quad (3)$$

Les trois équations ci-dessus, complétées par l'équation de la dynamique, décrivent complètement le comportement dynamique du moteur DC.

$$T_{em} - T_r = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (4)$$

Où  $J$  est l'inertie totale entraînée. En appliquant la transformée de Laplace aux équations (1) et (4), on peut représenter sous forme de schéma fonctionnel les équations précédentes.

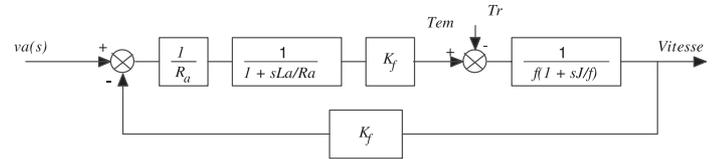


Figure 3: Schéma bloc moteur DC

Le moteur étant alimenté à excitation constante, le produit  $k_f \Phi_f$  est constant et l'on pose :

$$K_f = k_f \Phi_f \quad (5)$$

A partir du schéma bloc présenté à la figure 3, nous obtenons la fonction de transfert suivante :

$$H_m(s) = \frac{K_m}{1 + \tau_{em}s + \tau_e \tau_e s^2} \quad (6)$$

Avec  $K_m$  le gain statique du moteur,  $\tau_e$  la constante de temps électrique et  $\tau_{em}$  la constante électromécanique.

$$K_m = \frac{K_f}{fR_a + K_f^2} \quad (7)$$

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a} \quad (8)$$

$$\tau_{em} = \frac{JR_a}{fR_a + K_f^2} \quad (9)$$

#### 3.2. Modélisation du variateur

Le comportement statique du variateur est modélisé par un gain  $K_{dmv}$ . En ce qui concerne le comportement dynamique, il faut remarquer qu'une variation de la tension de commande se répercute sur la tension continue  $v_a$  seulement après un certain de temps de retard. Pour un montage en pont triphasé, le temps de retard  $\tau_h$  le plus défavorable est  $T/6$  ( $T$  période du réseau = 20 ms).

La fonction de transfert du variateur est donc :

$$H_{dmv}(s) = K_{dmv} e^{-s\tau_h} \quad (10)$$

Il est admissible de remplacer le temps mort par une petite constante de temps, la fonction de transfert est donc :

$$H_{dmv}(s) = \frac{K_{dmv}}{1 + s\tau_h} \quad (11)$$

### 3.3. Modélisation de la partie retour de vitesse

La vitesse du moteur est mesurée grâce à une génératrice tachymétrique. Elle est mise à l'échelle via un réseau de résistances suivi d'un filtre passe-bas. La fonction de transfert peut être mise sous la forme :

$$H_v(s) = \frac{K_v}{1 + s\tau_v} \quad (12)$$

### 3.4. Fonction de transfert non corrigée en boucle ouverte

L'ensemble moto variateur pour la boucle vitesse peut se mettre sous la forme du schéma bloc donné en figure 4.

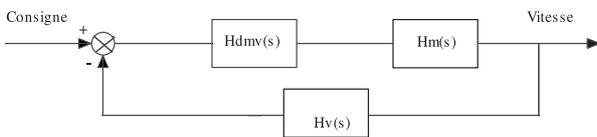


Figure 4: Schéma bloc moto-variateur

La fonction de transfert en boucle ouverte non corrigée est le produit des fonctions de transfert.

$$H_{bo}(s) = H_{dmv}(s)H_m(s)H_v(s) \quad (13)$$

## 4. Régulation

### 4.1. Structure de la boucle de régulation

Les variateurs de vitesse DMV comportent un régulateur de vitesse et de courant très performant englobant les principes d'un PID. La figure ci-dessous décrit la structure du régulateur de vitesse et de courant.

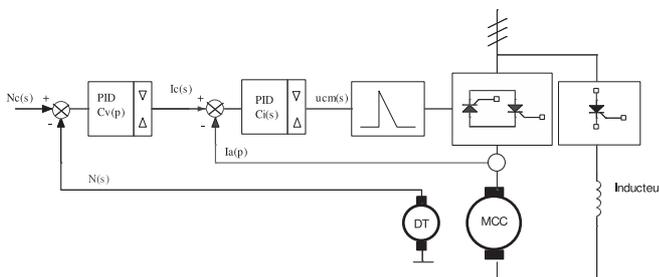


Figure 5: Structure boucle de régulation cascade

Le régulateur de courant  $C_i(s)$  règle le courant d'induit  $i_a$  sur la grandeur de consigne  $i_c$ . Ce régulateur intervient avec son signal de commande  $u_{cm}$ , sur le dispositif de commande de gâchettes. La grandeur de consigne interne  $i_c$  provient du régulateur de vitesse  $C_v(s)$  qui a la tâche de régler la vitesse de rotation  $n$  sur la grandeur de consigne  $n_c$ .

Les grandeurs principales régissant les gains de boucle sont les suivantes :

- boucle de courant : inductance du moteur, circuit commande des thyristors, tension d'alimentation, calibre du courant variateur ;
- boucle de vitesse : inertie totale, rigidité de la chaîne cinématique, caractéristiques variateurs.

On limitera l'étude à la boucle de vitesse dont le schéma bloc est donné en figure 4.

### 4.2. Cahier des charges

La boucle de régulation en vitesse devra respecter les contraintes suivantes :

- une erreur statique nulle pour une entrée de référence à un échelon ;
- un dépassement inférieur à 25% ;
- un temps de réponse de 12 s pour une entrée de référence à un échelon.

### 4.3. Correcteur PI

Le correcteur proposé est un correcteur PI, dont la fonction de transfert est de la forme (équation 13)

$$C_v(s) = K_p \frac{1 + sT_i}{sT_i} \quad (13)$$

Avec :

- $K_p$  : gain proportionnel ;
- $T_i$  : constante d'intégration en seconde.

## 5. Résultats

### 5.1. Essai en boucle fermée sans correcteur

La figure 6 montre la réponse du système à un échelon de consigne.

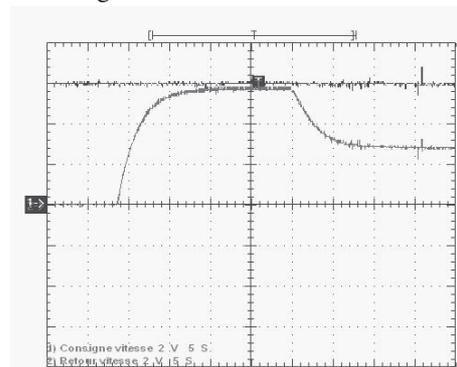


Figure 6 : Réponse indicielle en boucle fermée : retour vitesse et niveau de la consigne

Le temps de réponse à 5% à un échelon de consigne est 7 s. Le système possède une erreur statique de 4% qui est accentuée lors d'un impact de charges ( $\epsilon_{s\_perturbation} = 52\%$ ). Cet essai confirme la nécessité d'un correcteur PI.

## 5.2. Correcteur PI par la méthode essai – erreur

La méthode consiste à modifier les actions PI et observer les effets sur la mesure (retour vitesse), jusqu'à obtenir la réponse optimale. Cette méthode ne nécessite pas la connaissance des paramètres du système. Les actions seront réglées dans l'ordre P, I. Cette méthode conduit à effectuer plusieurs essais et ne peut donc pas être utilisée pour un système présentant une forte inertie.

### 5.2.1. Correcteur P

La figure 7 montre la réponse temporelle du système à un échelon et à une perturbation pour un gain  $K_p = 2$ .

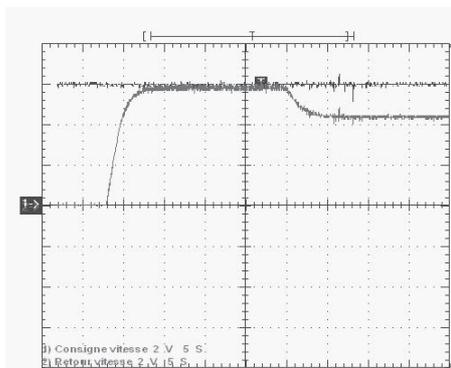


Figure 7: Réponse indicielle en boucle fermée avec correcteur P ( $K_p = 2$ ) : retour vitesse

Le relevé confirme un résultat bien connu théoriquement, l'augmentation du gain  $K_p$  accélère la réponse du système ( $t_{r5\%} = 5s$ ) et provoque une diminution de l'erreur statique. On constate que la régulation proportionnelle a diminué l'effet de la perturbation de couple sur la vitesse ( $\epsilon_{s\_perturbation} = 26\%$ ).

Un essai avec une valeur élevée du gain proportionnel ( $K_p = 4$ ) rend la correction énergique mais provoque des oscillations et du dépassement qui peuvent être dommageables pour le moteur et la charge entraînée.

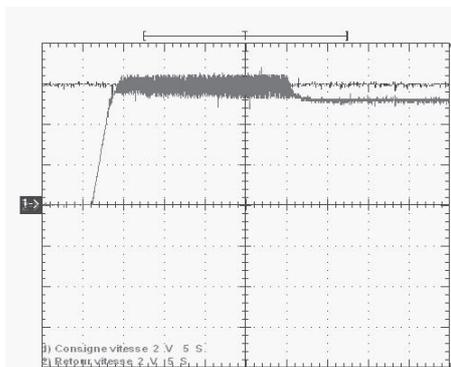


Figure 8: Réponse indicielle en boucle fermée avec correcteur P ( $K_p = 4$ ) : retour vitesse

Au contraire une valeur faible du gain proportionnel rend la correction lente mais sans danger.

Le réglage de l'action proportionnelle sera donc un compromis entre la rapidité, le rejet de la perturbation et la stabilité.

De plus, l'action proportionnelle ne permet pas de supprimer l'erreur statique. Il faudra donc une action intégrale.

### 5.2.2. Correcteur PI

Après avoir analysé les performances du système en boucle fermée corrigé par un correcteur P, on se propose de mettre en œuvre un correcteur PI.

La figure 9 montre la réponse du système à un échelon de consigne suivi d'une perturbation. Le temps de réponse à 5% à un échelon de consigne est de 3,6 s. Le système ne possède plus d'erreur statique. On constate que la perturbation provoque un ralentissement momentané qui est effacé en moins de 7 s. Cet essai confirme le rôle d'un correcteur PI.

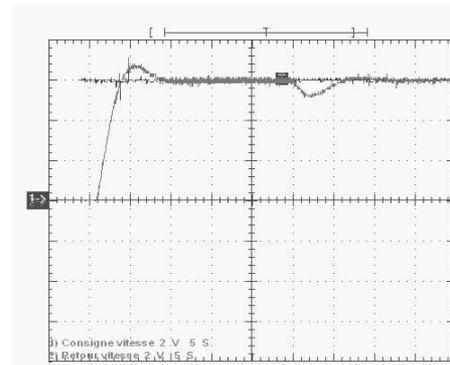
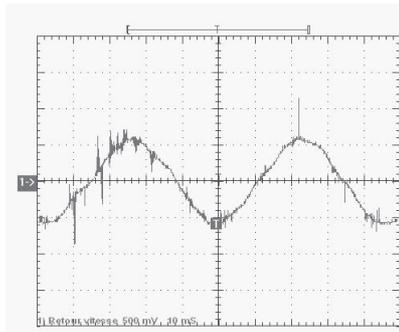


Figure 9: Réponse indicielle en boucle fermée avec correcteur PI ( $K_p = 2$  et  $T_i = 4,5 s$ ) : retour vitesse

## 5.3. Correcteur PI par la méthode de Ziegler Nichols

Afin d'éviter les tâtonnements précédents, on propose aux étudiants d'utiliser la méthode de Ziegler Nichols. Le réglage précédent avait pour objectif de voir l'influence des paramètres P et I et d'effectuer leur réglage sur une boucle de régulation.

La méthode de Ziegler Nichols [6] consiste à boucler le système sur un simple régulateur proportionnel dont on augmente le gain (gain intégral et gain dérivée à 0), jusqu'à l'obtention d'une oscillation entretenue de période  $T_{cr}$  correspondant au gain critique  $K_{cr}$ .



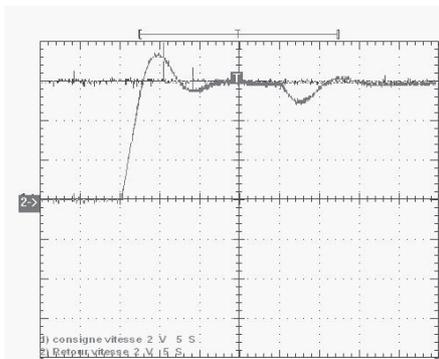
**Figure 10:** Méthode du gain critique : retour vitesse

Une fois ce régime obtenu, on note  $K_{cr} = 3,25$  le gain proportionnel critique et la période des oscillations  $T_{cr} = 46 \text{ ms}$  lui correspondant. On règle alors les paramètres du correcteur comme expliqué par le tableau de Ziegler Nichols.

Type	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$0,5K_{cr}$		
PI	$0,4K_{cr}$	$0,8T_{cr}$	
PID	$0,6K_{cr}$	$0,5T_{cr}$	$0,125T_{cr}$

**Tableau 1:** Paramètres PID obtenus à partir du point critique – Méthode de Ziegler Nichols fréquentielle

L'inconvénient principal de la méthode est le risque d'endommager le système par des oscillations entretenues. De plus, la valeur exacte du gain correspondant à ce point de fonctionnement est difficile à déterminer.



**Figure 11:** Réponse indicielle en BF avec correcteur PI ( $K_p = 1,3$  et  $T_i = 1 \text{ s}$ ) par la méthode de Ziegler Nichols

On obtient une réponse indicielle présentant un dépassement de 23 %, un temps de réponse de 11 s et un temps de rejet de la perturbation de 10 s. Le correcteur PI conçu par la méthode de Ziegler Nichols respecte le cahier des charges mais les performances dynamiques obtenues sont inférieures à celles obtenues par la méthode d'essai - erreur.

Il y a eu de nombreuses évolutions de la méthode de Ziegler Nichols afin d'améliorer la robustesse et d'obtenir une réponse sans dépassement ou avec un dépassement inférieur à 20%.

## 6. Conclusion

L'article a présenté le réglage d'une boucle de régulation de vitesse d'un variateur industriel équipant un banc moteur à courant continu par la méthode de Ziegler-Nichols. Cette méthode est très largement répandue dans l'industrie car elle demande très peu de temps et d'effort au technicien pour le choix des paramètres du correcteur. En effet, ce type de méthode requiert simplement un essai en boucle fermée, qui permet l'obtention de deux ou trois grandeurs relatives à l'essai. Les paramètres du correcteur dont la structure est imposée, sont alors déterminés par des formules très simples.

Le principal inconvénient de ce type de méthode est que, ne disposant pas du modèle du système, le technicien ne pourra faire que très peu d'analyse du système contrôlé même en disposant d'outils performants comme Matlab. De plus, la robustesse du système ne pourra être garantie.

L'utilisation de cette méthode avec des étudiants de niveau DUT GEII permet une mise en œuvre rapide d'une boucle de régulation.

De plus, la démarche pédagogique a permis aux étudiants de se focaliser sur les concepts de boucle ouverte et de boucle fermée, de comprendre la notion d'erreur et faire la différence entre asservissement et régulation. L'usage de l'action intégrale lors des impacts de charge a été significatif.

Ce type de manipulation a permis aux étudiants d'appréhender le réglage d'une boucle de régulation avec un maximum de confiance et d'opter pour le choix de réglage le plus judicieux.

## 7. Références

- [1] K.J.Aström and T.Hägglund, *Advanced PID Control*, Editions ISA, 2006
- [2] K.J.Aström and T.Hägglund, *Feedback Systems*, Editions Princeton, 2008
- [3] B.Borne, G.Dauphine-Tanguy, JP.Richard, F.Rotella, I.Zambettakis *Analyse et régulation des processus industriels, Tome 1, Régulation continu*, Editions Technip, 2001
- [4] H.Buhler, *Convertisseur statique*, Presses polytechniques et universitaires romandes, 1991
- [5] H.Buhler, *Electronique de réglage et de commande*, Dunod, 1987
- [6] Z.G.Ziegler and N.B.Nichols, *Optimum settings for automatic controllers. Trans.A.S.M.E., Vol.64 :pp. 759-765, 1942. Available from www.driedger.ca.*

# Modélisation et dimensionnement des convertisseurs AC/DC à filtrage capacitif

Jean-Claude GUIGNARD<sup>(1)</sup> et Michel GUILLET<sup>(2)</sup>

<sup>(1)</sup> Maître de conférences IUT Angers, Ingénieur CNAM  
Laboratoire LINA jean-claude.guignard@univ-angers.fr  
4 Bd Lavoisier BP 42018 49016 ANGERS

<sup>(2)</sup> Maître de conférences IUT Angers, Agrégé physique appliquée  
Laboratoire LINA michel.guillet@univ-angers.fr

**Résumé :** Cet article présente les caractéristiques du réseau qui influent sur le dimensionnement et la spécification des convertisseurs AC/DC. Il propose et développe un modèle pour le courant impulsionnel à l'entrée de ces convertisseurs à filtrage capacitif, monophasés et triphasés. Ce modèle permet d'établir une formulation simple de la valeur efficace du courant de ligne, de sa valeur crête ainsi que du facteur de puissance de l'équipement. Ce modèle est validé sur deux convertisseurs de moyenne et forte puissance, alimentés à partir d'une prise standard de 230 V, 16 A, monophasée avec deux impédances du réseau différentes. Une extension à  $q$  phases est envisagée.

## 1. Introduction

Les convertisseurs AC/DC sont utilisés à l'entrée de l'alimentation des appareils pour redresser la tension alternative du réseau ou issue d'un transformateur ; leur sortie est filtrée afin d'obtenir une tension continue. Jusqu'à 2 ou 3 kW, ils sont généralement monophasés et constitués d'un pont de Graëtz à 4 diodes suivi d'un condensateur de filtrage de type chimique aluminium. Le plus souvent, la tension continue de sortie est découpée par un convertisseur DC/DC de type flyback, forward ou symétrique qui fournit à la charge des tensions régulées et isolées du réseau.

L'observation du courant d'entrée d'un convertisseur AC/DC à filtrage capacitif, normalement chargé et alimenté à partir du réseau BT, fait apparaître des impulsions correspondant au temps de charge du condensateur et au temps de conduction des diodes. L'expérience montre que ces impulsions ont une durée voisine du tiers de l'alternance ; elles sont à peu près centrées sur le maximum de la tension du réseau, sans parfaite symétrie. Leur forme est fonction de plusieurs paramètres, en particulier : la distorsion de la tension du réseau et surtout son impédance interne. Non seulement ces paramètres ne sont pas connus, mais ils peuvent varier énormément en fonction du lieu et même du temps.

Bien que la forme de l'impulsion de courant dépende de plusieurs paramètres variables et non maîtrisables, en particulier l'impédance de la source, nous proposons un modèle, pour cette impulsion, qui

permet de prédéterminer les caractéristiques d'entrée du convertisseur AC/DC de manière simple et avec une bonne précision. Parmi différents modèles envisagés, nous avons retenu une forme demi-sinusoidale, centrée sur l'alternance de tension.

## 2. Propriétés et principales perturbations des réseaux alternatifs

### 2.1. Impédance interne du secteur

La source d'alimentation d'un convertisseur AC/DC est généralement la prise standard 16 A du réseau monophasé 230 V, 50 Hz. Si elle est proche du transformateur MT/BT (cas fréquent en zone urbaine ou industrielle), l'impédance de Thévenin de cette source est faible et la résistance est prépondérante devant l'inductance. Exemple d'impédance interne mesurée en milieu urbain :  $0,1 \Omega$  en série avec une inductance de  $50 \mu\text{H}$  ( $16 \text{ m}\Omega$  à 50 Hz). Un convertisseur AC/DC normalement chargé, connecté sur ce type de réseau montre une impulsion de courant d'entrée assez dissymétrique avec un temps de montée plus court que la descente.

Dans le cas d'un réseau situé en milieu rural, la distance au transformateur est en moyenne plus élevée, ce qui augmente sensiblement cette impédance, en particulier la composante inductive qui prend relativement plus d'importance, surtout à la fréquence des courants harmoniques du réseau. La norme utilisée pour le flicker [IEC 725] spécifie une résistance de  $0,4 \Omega$  en série avec une inductance de  $800 \mu\text{H}$  ( $0,25 \Omega$

à 50 Hz). Dans ce cas, l'impulsion de courant est nettement plus symétrique et arrondie.

Cette impédance interne du réseau se situe dans la boucle de charge du condensateur de filtrage du convertisseur AC/DC. Elle s'ajoute à celle du filtre CEM, des diodes, du composant de limitation du courant d'inrush (surintensité due à la charge du condensateur lors de la mise sous tension) et du condensateur lui-même (figure 1). Dès que la puissance n'est plus négligeable devant le maximum que peut fournir la source, son impédance équivalente de Thévenin prend de l'importance dans la boucle.

### 2.2. Distorsion de la tension secteur

Il est de plus en plus courant d'observer la tension secteur nominale de 230 V avec un écrêtage autour de 310 V au lieu de sa valeur de crête de 325 V. Les convertisseurs AC/DC ont une large responsabilité dans ce phénomène, à cause de la forme impulsionnelle de leur courant d'entrée. En conséquence, la distorsion de la tension secteur atteint souvent 2 à 3 %, ce qui correspond à cet écrêtage [GUI 01].

La durée des impulsions d'entrée des convertisseurs AC/DC s'en trouve légèrement augmentée et la tension moyenne de sortie  $V_s$  est quelques pourcents inférieure à la valeur théorique (valeur crête plus faible).

### 2.3. Microcoupures

Les microcoupures sont des absences totales, de courte durée, de la tension du réseau. Quand elles proviennent de la commutation des automatismes de récupération des défauts (coups de foudre, mise à la terre par des branches d'arbres, etc.), leur durée peut dépasser quelques centaines de ms. En revanche quand elles sont dues à la commutation de charges de forte puissance, leur durée dépasse rarement quelques dizaines de ms.

Le condensateur de sortie du convertisseur AC/DC (Figure 1) est dimensionné à partir des exigences de filtrage de la tension ou de tenue aux microcoupures. Souvent, il sert aussi à découpler la tension d'entrée du convertisseur DC/DC qui suit.

### 2.4. Perturbations HF

#### • Transitoires rapides

Le plus souvent il s'agit de perturbations conduites qui se propagent en mode différentiel et en mode commun. Elles sont surtout dues aux commutations des charges, en particulier aux rebonds des organes de coupure des charges inductives. Elles sont simulées par des TRS (transitoires rapides en salves) ou Bursts, conformément à la norme : IEC 61000-4-4 [IEC 61-4].

#### • Foudre

Il s'agit d'une onde de choc qui se propage surtout en mode commun. Elle est spécifiée en amplitude (k A) et durée ( $\mu$ s) par la norme IEC 61000-4-5 [IEC 61-5].

#### • Filtre CEM

À l'entrée des convertisseurs AC/DC (Figure 1), un filtre CEM constitué de condensateurs et d'inductances

limite les perturbations conduites HF venant du réseau ainsi que celles émises par l'équipement et sa charge, en vue de le rendre conforme aux normes CISPR [CISPR 10÷24], [TI D1 330].

## 3. Critères de dimensionnement des convertisseurs AC/DC

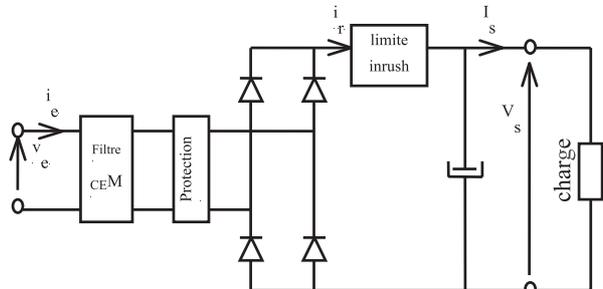


Figure 1 : Schéma du convertisseur AC/DC monophasé avec filtrage capacitif

Il résulte des observations ci-dessus qu'il est difficile de déterminer avec précision les propriétés du courant d'entrée d'un convertisseur AC/DC. Or, certaines de ces caractéristiques sont primordiales pour dimensionner le convertisseur, spécifier la source, les protections et l'appareil lui-même :

- La valeur du courant efficace permet de dimensionner la protection amont, la section des conducteurs d'alimentation, le filtre CEM et la résistance de limitation du courant d'inrush.

- La valeur crête du courant sert à dimensionner l'inductance de filtrage de mode différentiel du filtre CEM, afin d'éviter la saturation de son circuit magnétique. Dans le cas d'une alimentation autre que le secteur, par exemple un onduleur ou un groupe électrogène, elle permet de vérifier la compatibilité de l'équipement avec la source [GUI 01].

- La puissance active est nécessaire pour spécifier : la consommation de l'appareil, sa puissance apparente et son facteur de puissance.

- La richesse en harmoniques du courant est bien évidemment liée à sa forme, elle permet de vérifier la conformité de l'appareil à la norme EN61000-3-2 [NFEN 61] [TI D1 330] qui limite les harmoniques de courant générés par les équipements électriques consommant moins de 16 A [GUI 01], [GUI 02], [TI D1 330].

## 4. Convertisseurs AC/DC de type CFP

Dans le cas spécifique des ordinateurs, des écrans et des téléviseurs de plus de 75 W, la norme EN 61000-3-2 [NFEN 61] [TI D1 330] rend obligatoire l'utilisation d'un convertisseur AC/DC de type CFP (Correcteur de facteur de puissance). Ce qui consiste à interposer entre le pont de diodes et le condensateur de filtrage un convertisseur DC/DC non isolé, généralement de type élévateur. La commande de ce convertisseur est telle que le courant d'entrée est sinusoïdal et en phase avec la tension, ainsi il n'y a plus de distorsion et le facteur de puissance tend vers l'unité [GUI 02]. Le surcoût

induit par le CFP fait que ce dispositif n'est en général utilisé que lorsqu'une norme le rend obligatoire. Il peut cependant aussi être utilisé pour tirer le maximum de puissance à partir d'une prise standard de 230 V, 16 A. La puissance peut alors atteindre 3,6 kW au lieu de 2,5 kW avec un convertisseur AC/DC traditionnel dont le facteur de puissance est limité à 0,7. Ceci peut-être très intéressant pour certaines applications comme la soudure à l'arc.

**5. Convertisseur AC/DC monophasé et modèle du courant d'entrée**

Définition des paramètres d'entrée et de sortie du convertisseur (Figure 1) :

- $V_{ef}$ : tension efficace
- $V_{eM}$ : tension crête (ou maximum)
- $I_{ef}$ : courant efficace
- $I_{eM}$ : courant crête (ou maximum)
- $I_{1f}$ : courant fondamental efficace
- $I_{1M}$ : courant fondamental crête (ou maximum)
- F : facteur de puissance
- THD : taux de distorsion harmonique (ou distorsion harmonique totale)
- T : période du réseau
- $\Delta t$  : durée de l'impulsion de courant
- $V_s$  : Tension moyenne (tension continue)
- $\Delta V_s$  : Ondulation de tension crête à crête
- $I_s$  : courant de charge
- $I_r$  : courant redressé
- $I_{rm}$  : courant redressé moyen

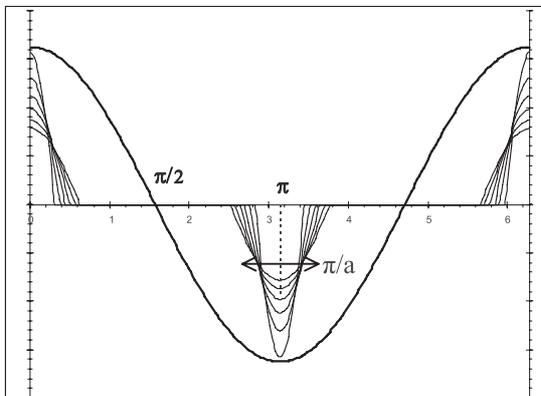


Figure 2. Tension d'entrée ( $v_e$ ) et modèle du courant d'entrée ( $i_e$ ) pour des temps de conduction des diodes compris entre 2 et 4 ms en 50 Hz

Le modèle proposé est composé de demi-sinusoïdes d'amplitude et de fréquence variables.

L'impulsion positive est une fonction :

$$i_e^+ = I_{eM} \cos(a\theta) \text{ dans l'intervalle : } [0 ; \pi/2a]$$

L'impulsion négative est une fonction :

$$i_e^- = I_{eM} \cos(a\theta - \pi(a-1)) \text{ dans l'intervalle : } [\pi - \pi/2a ; \pi + \pi/2a]$$

Le courant d'entrée est la somme de ces deux impulsions.

«  $a > 1$  » est un paramètre qui permet de faire varier la durée des impulsions.

Avec la demi-période de l'impulsion  $[\pi/a]$ , le changement de variable :

$$\theta = \omega t = 2\pi \frac{t}{T} \text{ permet d'écrire : } a = \frac{T}{2\Delta t}$$

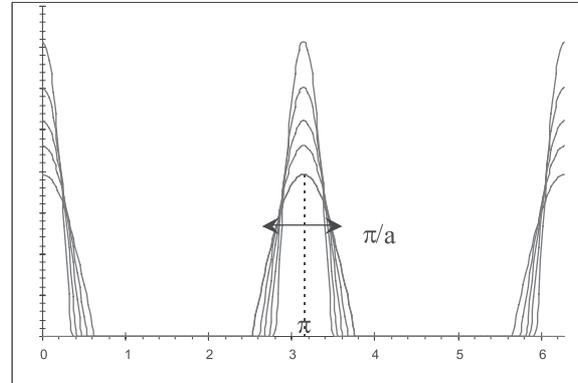


Figure 3. Courant redressé ( $i_r$ ) à la sortie du pont de diodes

Par définition le courant moyen traversant le condensateur est nul :  $I_{rm} = I_s$ . En conséquence, une forte réduction de charge du convertisseur entraîne une forte diminution du courant crête de l'impulsion alors que sa durée diminue proportionnellement moins.

**6. Modèle du courant du convertisseur AC/DC monophasé avec filtre capacitif**

La formulation de l'allure de l'impulsion est purement mathématique, sur la base d'éléments parfaits. Le modèle est ensuite affiné à partir des résultats expérimentaux en tenant compte notamment de l'impédance du réseau d'alimentation et de la puissance du convertisseur.

6.1. Courant maximum  $I_{eM}$

À partir de la Figure 3 :

$$I_{rm} = \frac{1}{\pi} \times 2 \int_0^{\pi/2a} I_{eM} \cos(a\theta) \cdot d\theta = \frac{2I_{eM}}{a\pi} = I_s$$

Alors :  $I_{eM} = \frac{a\pi}{2} \cdot I_s$  soit :  $I_{eM} = \frac{\pi T}{4 \Delta t} \cdot I_s$  [1]

Si les diodes conduisent environ 3 ms, le maximum de l'impulsion  $I_{eM}$  est environ cinq fois le courant  $I_s$  :

$$I_{eM} \approx 5 \cdot I_s$$

6.2. Courant efficace  $I_{ef}$

À partir de la Figure 2 :

$$I_{ef}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_e^2(t) \cdot dt = \frac{1}{2\pi} \times 2 \int_{-\pi/2a}^{\pi/2a} I_{eM}^2 \cos^2(a\theta) \cdot d\theta$$

Avec  $\cos^2(a\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2a\theta)$  on obtient :

$$I_{ef} = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{a}{2}} \cdot I_S \quad \text{soit :} \quad I_{ef} = \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{T}{\Delta t}} \cdot I_S \quad [2]$$

Si les diodes conduisent environ 3 ms, le courant efficace en ligne est de l'ordre de deux fois le courant de charge :  $I_{ef} \approx 2 \cdot I_S$

### 6.3. Facteur de puissance $F$ du convertisseur AC/DC monophasé

- Calcul de  $F$  à partir de la charge

Hypothèses simplificatrices :

- Puissance active côté réseau assimilée à celle de la charge (rendement du convertisseur : 100 %)
- Chute de tension des diodes, distorsion de la tension du réseau et ondulation de la tension de sortie négligeables.

$$F = \frac{P}{S} = \frac{V_S \cdot I_S}{V_{ef} \cdot I_{ef}} \quad \text{avec} \quad V_S = \sqrt{2} V_{ef} \quad \text{et} \quad [2] :$$

$$F = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\frac{\Delta t}{T}} \quad [3]$$

Ce résultat montre que le facteur de puissance s'améliore lorsque la durée de l'impulsion augmente. Si les diodes conduisent environ 3 ms,  $F$  est voisin de 0,7 :  $F \approx 0,7$

Il est nettement inférieur au facteur de puissance de 0,9 de ce même convertisseur avec filtrage inductif [SEG Vol 1].

- Calcul de  $F$  à partir du réseau

Hypothèses simplificatrices :

- Tension du réseau parfaitement sinusoïdale
- Fondamental du courant non déphasé par rapport à la tension du réseau ( $\cos\phi_1 = 1$ ) :

$$F = \frac{P}{S} = \frac{V_{ef} \cdot I_{1f}}{V_{ef} \cdot I_{ef}} = \frac{I_{1f}}{I_{ef}}$$

### 6.4. Harmoniques de courant

À cause de sa symétrie, l'impulsion de courant du modèle (figure 2) n'a pas d'harmoniques pairs, de plus, du fait de son maximum à l'origine, le fondamental et les harmoniques ne sont pas déphasés par rapport à la tension d'entrée. Les premiers harmoniques sont calculés numériquement à partir de la série de Fourier.

$$i_e(\theta) = I_{1M} \cos(a\theta) + \sum_{p=1}^{\infty} I_{(2p+1)M} \cdot \cos((2p+1)a\theta)$$

$$\text{Définition de la THD du courant : } THD = \frac{\sqrt{\sum_{p=2}^{\infty} I_{pf}^2}}{I_{1f}}$$

La distorsion harmonique du courant contribue à distordre la tension réseau. Dans le cas d'un tel convertisseur, les impulsions de courant ont tendance à aplatir la crête de la tension du réseau [GUI 01].

## 7. Validation du modèle des impulsions

### 7.1. Convertisseurs - Impédance de ligne - Mesures

- Convertisseurs

Deux convertisseurs AC/DC monophasés industriels sont étudiés : le premier de moyenne puissance (250 W), avec un filtre de 220  $\mu\text{F}$  et le second de forte puissance (1,5 kW), avec un filtre de 1500  $\mu\text{F}$ .

- Impédance de ligne

Ces convertisseurs chargés à puissance nominale sont successivement alimentés par un réseau 230 V, 50 Hz peu impédant, plutôt de type urbain, puis par un réseau d'impédance interne proche de celle spécifiée par la norme IEC725 :  $Z = 0,4 + j 0,25$  qui sert à effectuer les mesures de flicker et d'harmoniques. Cette valeur correspond à un réseau assez impédant, plutôt de type rural ; elle est obtenue en ajoutant une inductance de 800  $\mu\text{H}$  en série avec le réseau peu impédant.

Remarque : dans la suite du texte, le réseau peu impédant est appelé « urbain » et le second « rural », bien qu'en réalité il puisse y avoir bien des exceptions.

- Appareils - Mesures

– Le temps de conduction  $\Delta t$  des diodes et la valeur crête du courant  $I_{eM}$  sont déduits de l'oscillogramme du courant d'entrée, relevé avec une sonde de courant de type E3N Chauvin-Arnoux et un oscilloscope Tektronix TDS210.

– Un analyseur de puissance Voltech PM100 mesure : le courant efficace  $I_{ef}$ , la puissance active  $P$ , la puissance apparente  $S$ , le facteur de puissance  $F$ , la THD ainsi que le fondamental et les premiers harmoniques du spectre de courant.

### 7.2. Résultats expérimentaux et validation du modèle

Les valeurs théoriques calculées à partir du modèle pour des durées  $\Delta t$  comprises entre 1,5 et 4 ms sont présentées dans le tableau 1. Les valeurs mesurées avec les deux convertisseurs (250 W et 1500 W) et les deux types de réseaux sont superposées dans le même tableau. La validation est correcte si les résultats sont alignés horizontalement.

- Faible puissance

Pour les équipements de faible puissance (inférieure à quelques dizaines de W), le condensateur a une faible valeur. Ainsi, il se charge rapidement, dès que la sinusoïde atteint son maximum, puis le courant se maintient à une faible valeur, jusqu'au blocage des diodes, au moment où la tension redescend (figure 4, réseau urbain).

Dans ces équipements, la résistance de limitation du courant d'inrush ayant généralement une valeur assez élevée devant l'impédance du réseau, cette dernière n'a que peu d'influence sur la forme du courant.

L'expérience montre que la formulation et le dimensionnement utilisés pour les équipements de moyenne puissance sont aussi applicables dans ce cas (tableau 2).

$\Delta t_{ms}$	$I_{eM}/I_s$	$I_{ef}/I_s$	F=P/S	THD	$I_{1f}/I_{ef}$
1,5	10,5	2,87	0,49	1,80	0,49
1,6	<b>9,8</b>	2,78	0,51	1,70	0,51
1,7	9,2	2,69	0,52	1,63	0,52
1,8	8,7	2,62	0,54	1,57	0,54
1,9	8,3	2,55	<b>0,55</b>	1,51	0,55
2,0	7,8	<b>2,48</b>	<b>0,56</b>	<b>1,46</b>	0,56
2,1	<b>7,5</b>	<b>2,42</b>	0,58	<b>1,41</b>	<b>0,58</b>
2,2	7,1	2,37	0,59	1,36	<b>0,59</b>
2,3	6,8	2,32	0,60	1,32	0,60
<b>2,4</b>	6,5	2,27	0,62	1,28	0,62
2,5	6,3	2,22	0,63	1,24	0,63
2,6	6,0	2,18	0,64	1,20	0,64
2,7	5,8	2,14	0,65	1,17	0,65
<b>2,8</b>	5,6	2,10	0,66	1,13	0,66
2,9	5,4	2,06	0,67	1,10	0,67
3,0	5,2	2,03	0,68	1,07	0,68
3,1	5,1	1,99	0,69	1,04	0,69
3,2	4,9	1,96	<b>0,70</b>	1,01	0,70
<b>3,3</b>	4,8	1,93	0,71	0,98	0,71
3,4	<b>4,6</b>	<b>1,90</b>	0,72	<b>0,96</b>	<b>0,72</b>
3,5	4,5	1,88	<b>0,73</b>	0,93	0,73
3,6	4,4	1,85	0,74	0,90	0,74
<b>3,7</b>	4,2	1,83	0,75	0,88	0,75
3,8	<b>4,1</b>	<b>1,80</b>	0,76	<b>0,86</b>	<b>0,76</b>
3,9	4,0	1,78	0,77	0,83	0,77
4,0	3,9	1,76	0,78	0,81	0,78

Tableau 1. Résultats expérimentaux superposés au modèle pour les deux convertisseurs alimentés par chaque réseau

• Moyenne puissance

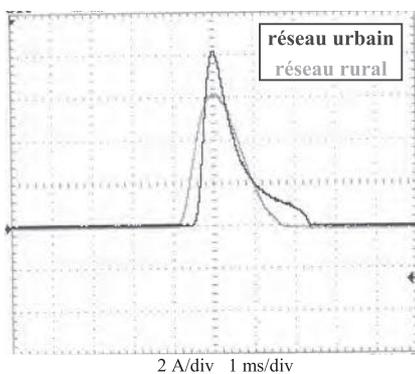


Figure 4. Courant d'entrée du convertisseur 250 W

L'oscillogramme de la figure 4 et le tableau 1 mettent en évidence l'approximation du modèle sur le réseau urbain, l'impulsion non symétrique a un temps de montée court, alors que la descente se prolonge jusqu'au blocage complet des diodes. Pour que le modèle donne de bons résultats, il ne faut pas prendre en compte le prolongement du courant et réduire sa durée d'environ 1 ms.

Sur le réseau plus impédant, l'impulsion s'arrondit : le modèle de la demi-sinusoïde est bon.

$\Delta t = 2,5 \text{ ms}$	$I_{ef} = 2,5 I_s$	$I_{eM} = 8 I_s$	$F = 0,6$	$THD = 150 \%$
-----------------------------	--------------------	------------------	-----------	----------------

Tableau 2. Dimensionnement et qualification du convertisseur AC/DC monophasé de faible et moyenne puissance

• Forte puissance

– L'oscillogramme de la figure 5 et le tableau 1 mettent en évidence une forte corrélation entre les résultats expérimentaux et le modèle proposé. L'impédance d'un réseau de type rural a plusieurs effets sur l'impulsion : elle réduit son amplitude, prolonge sa durée, arrondit sa forme et ralentit sa montée. Tous ces effets sont favorables au facteur de puissance qui peut dépasser 0,7.

– Le dimensionnement du convertisseur s'effectue à partir du cas le plus défavorable qui correspond à un réseau urbain. Pour cela, le tableau 1, permet de déduire les relations simples suivantes :

$\Delta t = 3,3 \text{ ms}$	$I_{ef} = 2 I_s$	$I_{eM} = 5 I_s$	$F = 0,7$	$THD = 100 \%$
-----------------------------	------------------	------------------	-----------	----------------

Tableau 3. Dimensionnement et qualification d'un convertisseur AC/DC monophasé de forte puissance

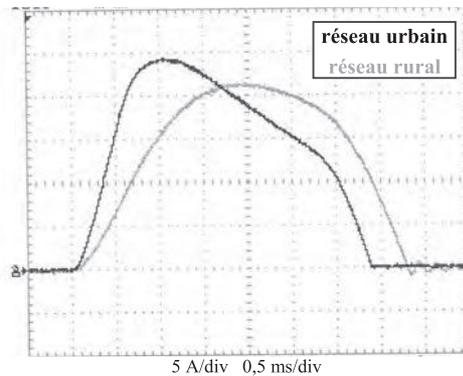


Figure 5. Courant d'entrée du convertisseur 1,5 kW

8. Convertisseur AC/DC triphasé double alternance avec filtrage capacitif

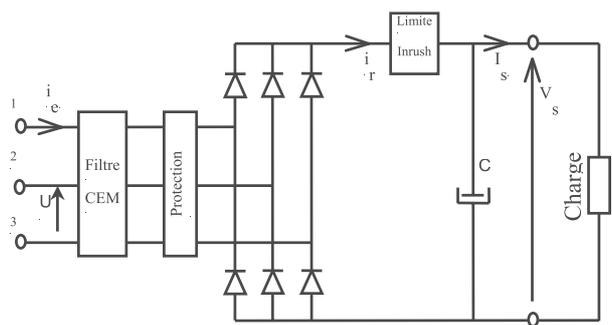
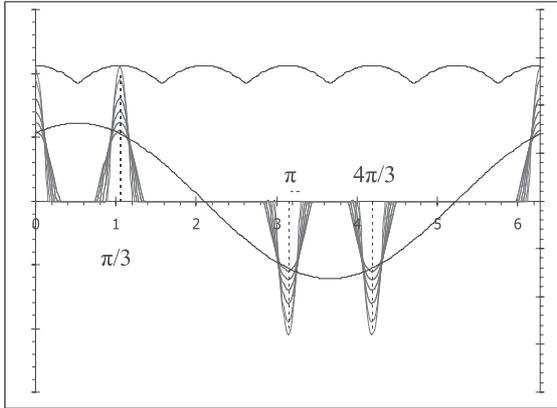


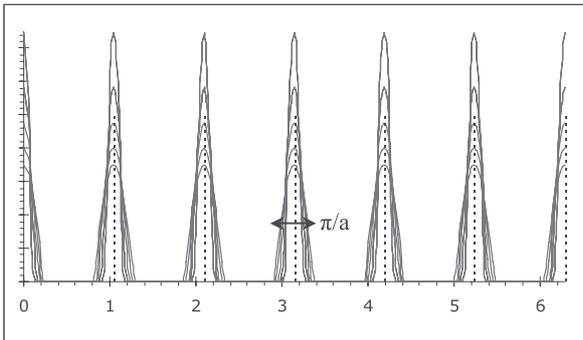
Figure 6 Schéma du convertisseur AC/DC triphasé avec filtrage capacitif

Même sans filtrage, ce convertisseur présente une ondulation de la tension de sortie relativement faible. Le condensateur permet de réduire encore cette ondulation et surtout, il assure une tenue aux microcoupures. Dans le cas, très fréquent, où le convertisseur AC/DC est suivi d'un convertisseur DC/DC ou DC/AC, le condensateur sert aussi à découpler leur tension d'entrée.



**Figure 7.** Tension de sortie ( $V_s$ ). Tension simple de la phase 1. Modèle du courant d'entrée ( $i_e$ ) phase 1, pour des temps de conduction des diodes compris entre 1 et 2 ms en 50 Hz

En triphasé, le modèle proposé pour l'impulsion de courant est identique à celui utilisé pour le monophasé : une demi-sinusoïde d'amplitude et de fréquence variables. En sortie du pont redresseur il y a six impulsions de courant par période du réseau (Fig. 8) au lieu de deux en sortie du pont monophasé. En triphasé, la durée de chaque impulsion est trois fois plus courte :  $\Delta t = 1,1$  ms.



**Figure 8.** Courant redressé ( $i_r$ ) à la sortie du pont de diodes

La première impulsion positive est une fonction :  $i_e^+ = I_{eM} \cos(a\theta)$  dans l'intervalle  $[0 ; \pi/2a]$

«  $a > 1$  » est un paramètre permettant de faire varier la durée des impulsions.

Avec la demi-période de l'impulsion  $[\pi/a]$ , le changement de variable :

$$\theta = \omega \cdot t = 2\pi \frac{t}{T} \quad \text{permet d'écrire : } a = \frac{T}{2\Delta t}$$

Par définition le courant moyen traversant le condensateur est nul donc :  $I_{rm} = I_s$

### 9. Modèle du courant du convertisseur AC/DC triphasé avec filtrage capacitif

La formulation est purement mathématique sur la base d'éléments parfaits. La durée des impulsions est de : 1,1ms.

#### 9.1. Courant maximum $I_{eM}$

À partir de la figure 8 :

$$I_{rm} = \frac{3}{\pi} \times 2 \int_0^{\pi/2a} I_{eM} \cos(a\theta) \cdot d\theta = \frac{6I_{eM}}{a\pi} = I_s$$

$$\text{Alors : } I_{eM} = \frac{a\pi}{6} \cdot I_s \quad \text{soit : } I_{eM} = \frac{\pi}{12} \frac{T}{\Delta t} \cdot I_s \quad [4]$$

Si les diodes conduisent 1,1 ms, le maximum de l'impulsion  $I_{eM}$  est environ cinq fois le courant de charge  $I_s$ : il y a une similitude avec le modèle monophasé.

#### 9.2. Courant efficace $I_{ef}$ par phase

À partir de la figure 7 :

$$I_{ef}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_e^2(t) \cdot dt = \frac{1}{2\pi} \times 4 \int_{-\pi/2a}^{\pi/2a} I_{eM}^2 \cos^2(a\theta) \cdot d\theta$$

$$\text{Avec : } \cos^2(a\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2a\theta)$$

$$\text{Finalement : } I_{ef} = \frac{\pi}{6} \sqrt{a} \cdot I_s$$

$$\text{soit : } I_{ef} = \frac{\pi}{6\sqrt{2}} \sqrt{\frac{T}{\Delta t}} \cdot I_s \quad [5]$$

Si les diodes conduisent 1,1 ms, le courant efficace en ligne est environ une fois et demi celui de la charge.

#### 9.3. Facteur de puissance du convertisseur AC/DC triphasé

- Calcul du facteur de puissance  $F$

Hypothèses simplificatrices :

- Puissance active côté réseau assimilée à celle de la charge (rendement du convertisseur : 100 %)
- Chute de tension des diodes, distorsion réseau et ondulation de la tension de sortie négligeables.

$$F = \frac{P}{S} = \frac{V_s \cdot I_s}{3 \cdot V_{ef} \cdot I_{ef}} \quad \text{avec : } V_s = \frac{3}{\pi} \sqrt{6} V_{ef}$$

$$\text{et : } F = \frac{12\sqrt{3}}{\pi^2} \sqrt{\frac{\Delta t}{T}} \quad [6]$$

Si les diodes conduisent 1,1 ms  $F$  est voisin de 0,5. Il est nettement inférieur au facteur de puissance de 0,7 en monophasé et de 0,9 pour ce même convertisseur sur charge inductive [SEG Vol 1].

$\Delta t = 1,1$ ms	$I_{ef} = 1,5 I_s$	$I_{eM} = 5 I_s$	$F = 0,5$	THD = 170 %
---------------------	--------------------	------------------	-----------	-------------

**Tableau 4.** Formulaire de dimensionnement et de qualification d'un convertisseur AC/DC triphasé, en pont double alternance avec filtrage capacitif



**10. Modèle du courant du convertisseur AC/DC polyphasé avec filtrage capacitif**

Un redresseur polyphasé en pont est composé de 2q diodes pour redresser q tensions alternatives. Le modèle proposé pour l'impulsion de courant est identique à celui utilisé en monophasé : une demi-sinusoïde d'amplitude et de fréquence variables. En sortie du pont redresseur double alternance, la tension est composée de 2q calottes il y a donc 2q impulsions de courant par période du réseau pour véhiculer l'énergie de la charge. En se référant aux résultats obtenus en monophasé (tableau 3), la durée de chaque impulsion en q phasé est de 3,3/q ms (q > 2).

10.1. Courant maximum  $I_{eM}$  par phase

$$I_{rm} = \frac{q}{\pi} \times 2 \int_0^{\pi/2a} I_{eM} \cos(a\theta) \cdot d\theta = \frac{2qI_{eM}}{a\pi} = I_S$$

Alors :  $I_{eM} = \frac{a\pi}{2q} \cdot I_S$  avec  $a = \frac{T}{2\Delta t}$  et  $\Delta t = \frac{3,3}{q}$  ms

Soit :  $I_{eM} = 4,76 \cdot I_S$  [7]

Le maximum de l'impulsion  $I_{eM}$  ne dépend pas du nombre de phases et vaut environ cinq fois le courant de charge.

10.2. Courant efficace  $I_{ef}$  par phase

Quel que soit le nombre de phases, le courant dans chacune d'elle est constitué de quatre impulsions : deux positives et deux négatives.

$$I_{ef}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_e^2(t) \cdot dt = \frac{1}{2\pi} \times 4 \int_{-\pi/2a}^{\pi/2a} I_{eM}^2 \cos^2(a\theta) \cdot d\theta$$

Avec :  $\cos^2(a\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2a\theta)$  et [7]

Finalement :  $I_{ef} = \frac{4,76}{\sqrt{a}} \cdot I_S$  avec  $a = \frac{T}{2\Delta t}$

et  $\Delta t = \frac{3,3}{q}$  ms soit :  $I_{ef} = \frac{2,7}{\sqrt{q}} \cdot I_S$  [8]

10.3. Facteur de puissance du convertisseur AC/DC q phasé

- Calcul à partir de la charge

Hypothèses simplificatrices : on assimile la puissance de la charge à la puissance active côté réseau et on néglige l'ondulation de la tension de sortie.

$$F = \frac{P}{S} = \frac{V_S \cdot I_S}{qV_{ef} \cdot I_{ef}} \text{ avec : } V_S = \frac{2q}{\pi} \sqrt{2} V_{ef} \sin\left(\frac{\pi}{q}\right) \text{ et [8]}$$

Finalement pour q > 2 :  $F = 0,33 \sqrt{q} \sin\left(\frac{\pi}{q}\right)$

10.4. Distorsion harmonique du courant de ligne

Hypothèses simplificatrices :

- Tension du réseau parfaitement sinusoïdale
- Fondamental du courant non déphasé par rapport à la tension du réseau :  $\cos\phi_1 = 1$

$$F = \frac{P}{S} = \frac{q \cdot V_{ef} \cdot I_{1f}}{q \cdot V_{ef} \cdot I_{ef}} = \frac{I_{1f}}{I_{ef}}$$

En rapprochant l'équation générale de la THD :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{p=2}^{\infty} I_{pf}^2}}{I_{1f}} \text{ on peut écrire : } THD = \sqrt{\frac{1}{F^2} - 1}$$

q	2	3	6	9
F	0,7	0,5	0,4	0,34
THD	100 %	170 %	230 %	280 %

Tableau 5. Facteur de puissance et THD du courant phase en fonction du nombre de phases

**11. Conclusion**

La forme du courant d'entrée des convertisseurs AC/DC dépend de plusieurs paramètres, en particulier de l'impédance équivalente de Thévenin du réseau dont la variabilité est très grande.

Aux faibles puissances, cette impédance devient négligeable devant la charge ; il en résulte que les impulsions de courant ont une forme plus proche d'un triangle dissymétrique que d'une demi-sinusoïde. L'expérience permet cependant de valider une formulation pour les différents paramètres nécessaires au dimensionnement du convertisseur.

Pour les moyennes et fortes puissances, l'impédance de Thévenin du réseau arrondit les impulsions de courant. En conséquence, le modèle de la demi-sinusoïde s'applique parfaitement et permet de déterminer les paramètres nécessaires pour qualifier l'équipement et dimensionner le convertisseur.

L'intérêt d'un convertisseur polyphasé en pont est la faible ondulation de sa tension de sortie. En revanche, le formulaire obtenu met en évidence que plus le nombre de phases augmente, plus le facteur de puissance diminue et la distorsion est élevée.

Dans les nombreuses applications de puissance où ce modèle a été utilisé, il s'est toujours avéré aussi efficace et précis que simple à mettre en œuvre, aussi bien en monophasé qu'en triphasé.

**12. Bibliographie**

[GUI 01] Michel Guillet, Jean-Claude Guignard, « Comprendre les harmoniques et leurs effets » Revue 3EI N°49 juin 2007  
 [GUI 02] Jean-Claude Guignard, Michel Guillet, Patrice Delanchy : « Alimentation des appareils électroniques » Revue 3EI N°29 juin 2002

- [TI D1 330] « Perturbations électromagnétiques conduites dans l'environnement domestique »  
JC. Lebunetel, G. Benabdelaziz, JC Guignard,  
F. Guitton, Y. Raingeaud, A. Shellmanns.  
Techniques de l'Ingénieur D1 330 – 2011
- [IEC 725] Norme IEC725 : "considerations on reference impedances for use in determining the disturbance characteristics of household and similar electrical equipment"
- [NFEN 61] Norme NF EN 61000-3-2, « Compatibilité électromagnétique (CEM) partie 3 : limites – section 2 : limites pour les émissions de courant harmonique (courant appelé par les appareils inférieur à 16 A par phase) », 1er tirage 95-08.
- [SEG Vol 1] Guy Séguier : « Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Volume 1 : La conversion alternatif – continu » Edition Lavoisier ISBN 2-85206-247-X
- [IEC 61-4] Norme IEC61000-4-4 2004. Edition 2  
Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4.4:  
Testing and measurement techniques - Electrical fast transient/burst immunity test
- [IEC 61-5] Norme IEC61000-4-5: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4.5: Testing and measurement techniques – Surge immunity test
- [CISPR 10÷24] Normes d'émission et de susceptibilité radiofréquences

# Modélisation thermique d'un Busbar dans un convertisseur d'Electronique de Puissance

LEBEL Om Rajanarayanan, SEMIKRON France

Om.lebel@semikron.com

**Résumé :** L'augmentation de la demande de convertisseurs de forte puissance, de 2 à 4 MW (et autour de 4000 A) dans le domaine de l'industrie des énergies solaire et éolienne, fait de l'optimisation thermique de l'assemblage la première priorité. Les couplages thermiques dans l'assemblage sont complexes et la détermination des zones les plus chaudes du busbar est nécessaire. L'utilisation d'un modèle thermique simple du busbar est indispensable dans les premières étapes de la réalisation d'un convertisseur sans perte de temps avec les programmes commerciaux utilisant la CFD (Computational Fluid Dynamics).

Le but de ce travail est d'établir un modèle constitué d'un réseau de résistances thermiques pour le busbar d'un convertisseur. Un busbar peut avoir différentes parties. La spécificité de ce travail est de fournir un plan de maillage simple pour modéliser les couplages thermiques entre les différentes parties du busbar afin de connaître la zone la plus chaude. Les échanges thermiques par radiation et les résistances thermiques de contact sont négligés ; seuls les échanges thermiques par conduction et convection sont pris en compte. La méthode d'inversion de matrice est proposée pour résoudre le réseau thermique. Cette méthode permet de comprendre les couplages thermiques entre les différentes parties du busbar, mais pour aller plus vite on introduit l'utilisation d'un logiciel de simulation de circuits électriques. Ce modèle thermique sera validé par des résultats expérimentaux.

## 1. Introduction

La méthode du réseau thermique est basée sur la substitution de la géométrie du busbar par un circuit constitué de résistances thermiques. La difficulté rencontrée est de modéliser un réseau thermique comprenant différentes sources de chaleur dans les différentes parties du busbar et le couplage entre ces différentes zones. Dans cet article un modèle de réseau thermique pour un busbar de géométrie complexe est proposé. Cette méthode du réseau thermique sera appliquée à un busbar utilisé dans un convertisseur stack de puissance de Semikron (SKiiPRACK-2 MW). Les puissances électriques dissipées dans chaque zone du Busbar sont déjà données par calcul grâce aux lois de l'électricité.

Dans la première partie de l'article, le problème du modèle du réseau thermique avec ses différentes sources de puissances et ses couplages entre les différentes zones est résolu. Dans la seconde partie, les résistances thermiques de conduction et de convection sont calculées. Et dans la dernière partie, les résistances précédemment calculées sont introduites dans un schéma électrique dont le fonctionnement est simulé grâce au logiciel PSIM, dans le but de déterminer la zone la plus chaude du busbar et de connaître la répartition des températures dans le busbar. La

validation du modèle thermique sera faite par comparaison avec les résultats expérimentaux.

## 2. Modélisation du réseau thermique

### 2.1. Mise en équation : conservation de l'énergie

Le passage du courant fait chauffer le busbar, phénomène bien connu sous le nom d'effet Joule : l'énergie électrique est transformée en énergie calorifique. La mise en équation traduit la conservation de l'énergie. Toute la puissance  $P(M)$  injectée dans le système  $M$  est convertie en un flux thermique de conduction et de convection. La résolution analytique des équations présentées ci-dessous n'est pas aisée pour un busbar de géométrie complexe, en raison de la nécessaire simultanéité de résolution des équations de conduction et de convection. Les équations de convection sont linéarisées et on introduit le coefficient de convection  $h$  [ $W/m^2K$ ]

$$\Delta T(M) = \frac{P(M)}{\lambda} \quad (1)$$

$$\left(\lambda \frac{\partial T}{\partial x_i} + h_i T\right) S_i = 0 \quad (2)$$

où :  $P(M)$  est la puissance volumique dissipée dans le système  $M$  [ $W/m^3$ ]

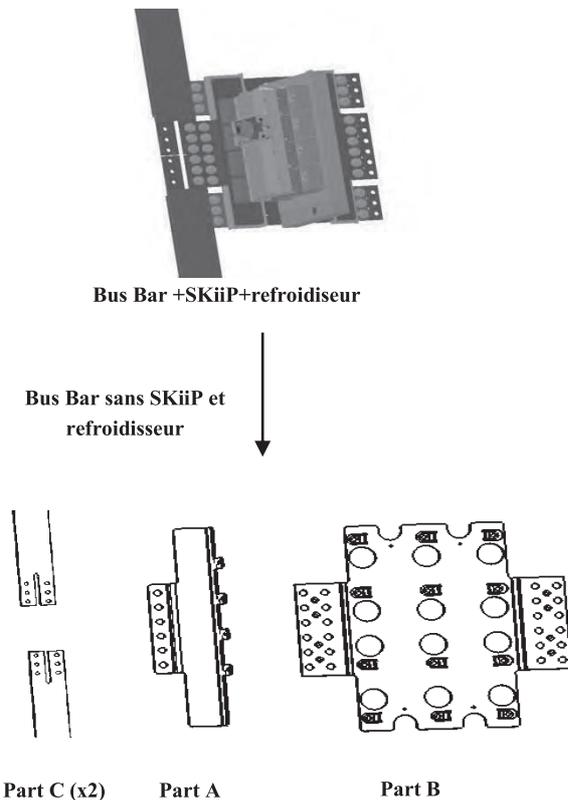
$\lambda$  est la conductivité thermique [W/(m.K)]

$S_i$  est la surface extérieure du busbar [m<sup>2</sup>]

$I$  est l'intensité du courant électrique traversant le système M [A]

$h_i$  représente le coefficient d'échange thermique [W.K<sup>-1</sup>.m<sup>-2</sup>]

De façon générale, un onduleur triphasé SEMIKRON est composé de modules IGBT (SKiiP 3 dans l'exemple suivant), d'un busbar continu, de liaisons AC et d'un banc de condensateurs. Une analyse thermique grossière montre qu'il n'y a pas d'échange thermique par conduction entre le busbar continu, les liaisons AC et le banc de condensateurs. Cet article tient compte du couplage thermique entre le bus continu et le module SKiiP. Nous considérons que le système M étudié est composé de la géométrie complète du busbar continu, du module SKiiP et de son refroidisseur associé.



**Figure 1 :** Busbar continu, composant SKiiP et son refroidisseur.

Pour étudier les zones chaudes du busbar, il est nécessaire d'appliquer les équations (1) et (2) au système M.

D'autre part le busbar continu est composé de parties aux géométries différentes. Chaque partie du busbar est vissé sur les autres parties. La résistance de contact thermique au niveau du vissage n'est pas prise en compte dans la modélisation.

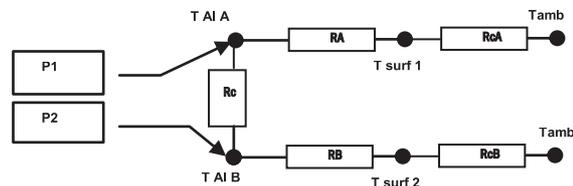
Comme on le voit sur la figure 1, la forme du busbar continu est complexe. Nous devons pour commencer identifier la zone la plus chaude du busbar, afin d'optimiser sa géométrie. Pour cela, il faut comprendre les couplages thermiques internes entre les différentes parties du busbar. Il est supposé que ces couplages internes sont uniquement liés à la conduction thermique.

Les couplage thermique entre le busbar, le composant de puissance SKiiP et son refroidisseur seront modélisés.

## 2.2. Modélisation thermique du busbar ( modèle simple)

Avant d'examiner l'échange thermique entre toutes les parties du busbar continu, nous allons expliquer l'échange de chaleur entre deux parties du busbar.

La résolution des équations (1) et (2) pour les parties A et B du busbar, permettant de déterminer la température de surface de ces parties, est complexe. En utilisant la méthode du réseau thermique, la résolution d'un problème complexe de propagation de chaleur en trois dimensions est simplifiée. La difficulté est maintenant d'estimer les résistances thermiques traduisant la conduction et la convection et d'étudier le réseau thermique équivalent.



**Figure 2** Modélisation thermique des parties A et B du busbar continu

Les parties A et B sont reliées par la résistance thermique de connexion  $R_c$ .  $R_c$  est une résistance thermique de conduction qui ne prend pas en compte la zone de contact entre les parties A et B, mais uniquement la distance entre les parties A et B et la modification de la surface de la section droite est prise en compte.

$R_A$  et  $R_B$  sont les résistances thermiques de conduction de la chaleur dans l'épaisseur du busbar.  $R_{cA}$  et  $R_{cB}$  sont les résistances thermiques de convection autour des parties A et B. Rappelons que cet article se place dans le cas de la convection naturelle.



2.3. Résolution du réseau thermique

2.3.1. Méthode de la matrice inverse

Le but de cette méthode est de trouver la température de surface des parties A et B. En raison de la faible épaisseur de la plaque d'aluminium utilisée pour les parties A et B, la résistance thermique de conduction correspondant à l'épaisseur de la plaque est négligeable devant la résistance de convection. Cette simplification veut dire que  $T_{al}$  et  $T_{surface}$  sont les mêmes. En conséquence on peut modifier le schéma de la figure 2.

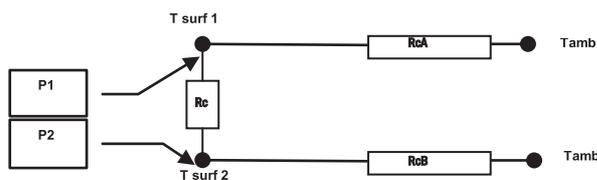


Figure 3 Simplification de la modélisation des parties A et B du busbar continu

Les puissances  $P_1$  et  $P_2$  sont injectées aux nœuds  $T_{surf1}$  et  $T_{surf2}$ , mais en raison de la présence de la résistance  $R_c$  de conduction, les puissances  $P'_1$  et  $P'_2$  dans les deux parties sont différentes. La branche comportant la plus faible résistance sera traversée par le flux de chaleur le plus important.

- Première étape : conservation de l'énergie

$$P = \frac{\Delta T}{R_{th}} = K_{th} \cdot \Delta T$$

Au nœud 1

$$P_1 = P'_1 + P'_3 = K_{cA}(T_{surf1} - T_{amb}) + K_C(T_{surf1} - T_{surf2}) \quad (1)$$

Au nœud 2  $P_2 + P'_3 = P'_2$

$$P_2 + K_C(T_{surf1} - T_{surf2}) = K_{cB}(T_{surf2} - T_{amb}) \quad (2)$$

Après arrangement, les équations (1) et (2) sont simplement un système de deux équations algébriques linéaires à deux inconnues qui peuvent s'écrire :

$$(K_{cA} + K_C)T_{surf1} - K_C T_{surf2} = P_1 + K_{cA} T_{amb} \quad (1a)$$

$$-K_C T_{surf1} + (K_C + K_{cB})T_{surf2} = P_2 + K_{cB} T_{amb} \quad (2b)$$

Les équations (1a) et (2b) peuvent aussi s'écrire :

$$K_{11}T_{A11} - K_{12}T_{A12} = b_1 \quad (1c)$$

$$K_{21}T_{A11} - K_{22}T_{A12} = b_2 \quad (2c)$$

En utilisant une notation matricielle ces mêmes équations peuvent être écrites de façon plus compacte :

$$K T = b \quad (3)$$

Où  $K$  est la matrice des coefficients  $K_{ij}$ ,  $T$  est le vecteur des variables et  $b$  est un vecteur constant :

$$K = \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} \\ K_{21} & K_{22} \end{bmatrix} \quad T = \begin{bmatrix} T_{surf1} \\ T_{surf2} \end{bmatrix} \quad b = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}$$

- Seconde étape : inversion de matrice

Maintenant pour résoudre l'équation matricielle (3) nous devons multiplier le vecteur constant  $b$  par la matrice inverse  $K^{-1}$  de la matrice des coefficients  $K$

$$T = K^{-1} \cdot b \quad (4)$$

- Conclusion : limite de la méthode d'inversion de matrice et utilisation de PSIM

Cette méthode est facile à utiliser avec deux nœuds comme dans l'exemple précédent, mais pour la géométrie de notre busbar nous avons besoin de plus de deux nœuds.

La conservation du flux de chaleur (ou de l'énergie) à chaque nœud est analogue à la loi de Kirchhoff sur les courants, qui dit que la somme des courants arrivant à un nœud est égale à la somme des courants sortant de ce nœud. En raison de cette analogie, l'idée est de modéliser le réseau thermique comme un réseau électrique grâce à PSIM.

3. Calcul de la résistance thermique

La modélisation du busbar complet est nécessaire pour comprendre les échanges de chaleur dans le système : busbar connecté au composant de puissance et au refroidisseur. Comme il a été expliqué précédemment la résistance thermique de conduction dans l'épaisseur du busbar est négligeable. Seules la résistance de conduction et la résistance de convection de chaque partie du busbar sont calculées. On explore également les échanges thermiques entre le composant de puissance et le refroidisseur.

3.1. Calcul de la résistance thermique liée à la conduction

En raison de l'effet Joule, la puissance est dissipée dans tout le corps du busbar, ce qui rend complexe l'estimation du flux de chaleur par conduction à travers le busbar. Une résistance de conduction simplifiée doit être déterminée pour modéliser l'échange de chaleur entre les différentes parties du busbar. On suppose que les échanges de chaleur entre les parties A,B,C du busbar se font seulement par conduction. Le problème dans le calcul des résistances de conduction entre les différentes parties est de tenir compte de la variation de la surface de la section de chaque partie ; il est résolu par un maillage judicieux des différentes parties. Pour toutes les parties du busbar la résistance thermique de conduction est :

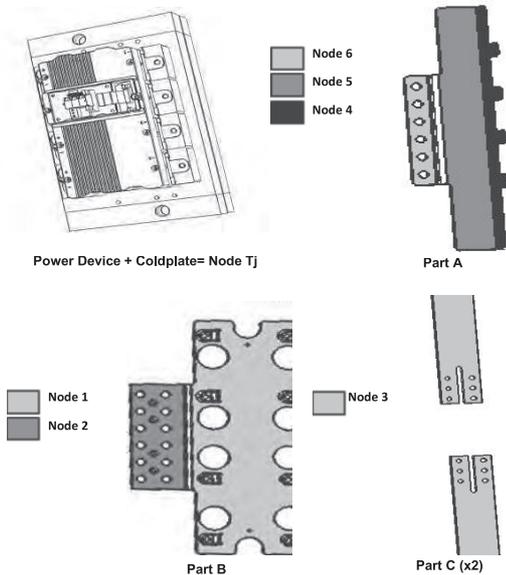
$$R_{th_{con}} = \frac{L}{k.A} \quad \text{où}$$

$R_{th_{con}}$  est la résistance thermique de conduction [ $^{\circ}K/W$ ]

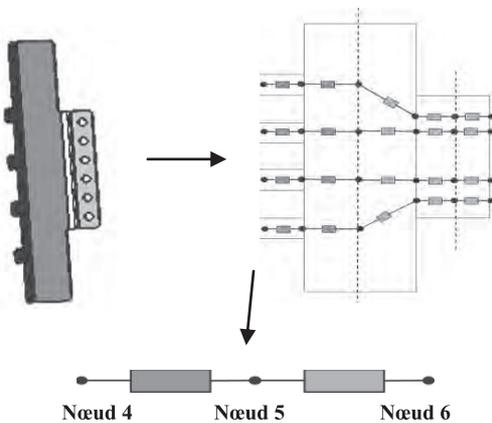
L longueur (dans la direction du flux de chaleur) [m]

k le coefficient de conductivité thermique [ $W/m.K$ ]

A surface de la section [ $m^2$ ]

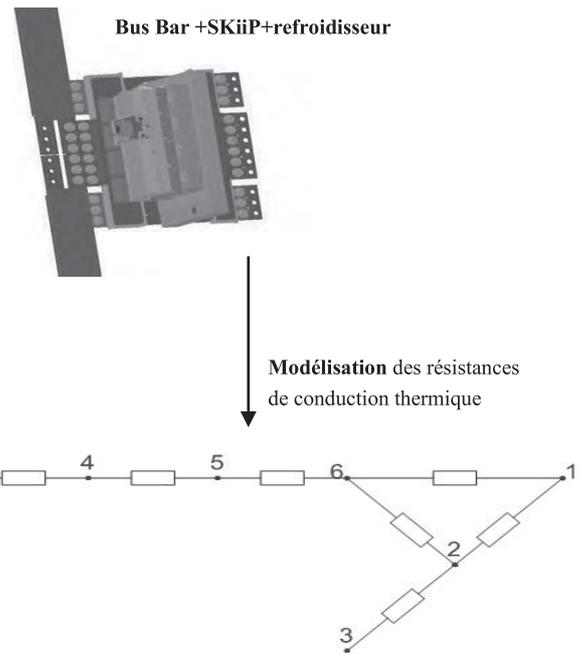


**Figure 4 :** Discretisation des différentes parties du busbar et simplification du système « composant de puissance et refroidisseur » (nœud Tj).



**Figure 5** Méthode du maillage simple appliquée à la partie A.

La figure 5 représente un exemple de maillage de la partie A qui tient compte de la variation de la surface de la section entre les nœuds 4, 5, 6. La façon de mailler montre que le calcul de la résistance de conduction entre les nœuds 4 et 5 fait intervenir les surfaces des sections des nœuds 4 et 5. La résistance thermique entre les nœuds 5 et 6 est calculée de la même façon.



**Figure 6 :** Modélisation de la résistance thermique du système « SKiiP, refroidisseur, busbar ».

### 3.2. Calcul de la résistance thermique liée à la convection ( convection naturelle)

Pour toute les parties du busbar, on utilise une résistance de convection. La surface utilisée dans le

calcul de la résistance de convection est la surface totale de chaque partie. Le busbar est discrétisé en six parties (voir figure 4) Il y aura donc six résistances

thermiques de convection à calculer pour chacun des six nœuds. Plusieurs options sont possibles pour estimer le coefficient de Nusselt (qui exprime le rapport entre les quantités de chaleur échangées par convection et par conduction), en convection naturelle. Cet article utilise la corrélation du Nusselt [1] :

$$R_{th_{conv}} = \frac{1}{hS} \quad \text{et} \quad h = \frac{N_u * k}{L} \quad \text{avec}$$

$$N_u = 0.678 R_a^{\frac{1}{4}} \left( \frac{P_r}{0.952 + P_r} \right)^{\frac{1}{4}}$$

Où :

$$R_a = P_r \cdot g \cdot \beta_{air} \cdot \Delta T \cdot L^3$$

représente le nombre de Rayleigh qui s'exprime en fonction du nombre de Prandtl, de l'accélération du champ de pesanteur g, de la dilatibilité de l'air  $\beta_{air}$ , de la variation de température  $\Delta T$  et de la longueur caractéristique L.

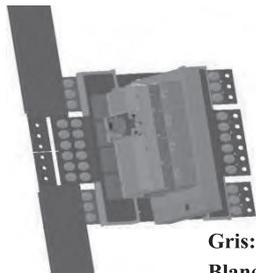


Le nombre de Prandtl exprime quand à lui le rapport entre la diffusivité de la quantité de mouvement et la diffusivité thermique du matériau.

$$Pr = \frac{\nu}{\alpha}$$

Avec  $\nu$  la viscosité cinématique et  $\alpha$  la diffusivité thermique.

Une fois les résistances de convection calculées pour chaque partie du busbar, il suffit d'ajouter ces différentes résistances aux nœuds concernés.



Gris : résistance de convection  
Blanc : résistance de conduction  
La puissance est injectée à chaque nœud

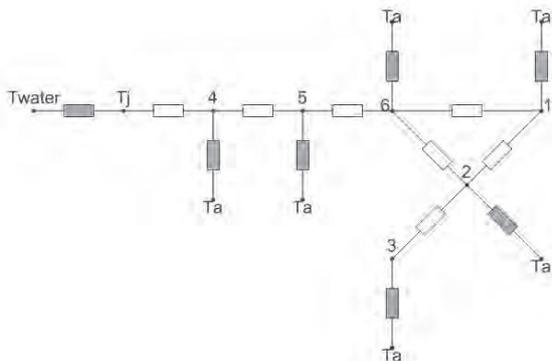


Figure 7 : Modélisation thermique complète des parties A,B,C, avec le composant de puissance et le refroidisseur.

La figure 7 montre la discrétisation en six nœuds qui représente les principales zones d'échanges thermiques du busbar. Cette discrétisation permet de trouver la zone la plus chaude et la température de chaque zone. Les températures ainsi déterminées sont les températures de surface. La résistance de conduction correspondant à l'épaisseur de la plaque (voir paragraphe 3) ne sont pas modélisées. Le couplage du busbar avec le composant SKiiP et le refroidisseur sont modélisés. La puissance est injectée à chaque nœud.

#### 4. Comparaison des résultats expérimentaux et des résultats obtenus avec PSIM

##### 4.1. Utilisation du logiciel de simulation de circuits électriques PSIM

Le circuit utilisé par PSIM pour la simulation est en accord avec le réseau thermique établi à la figure 7.

Les résistances thermiques de conduction et de convection sont calculées comme indiqué dans les paragraphes 3.1 et 3.2.

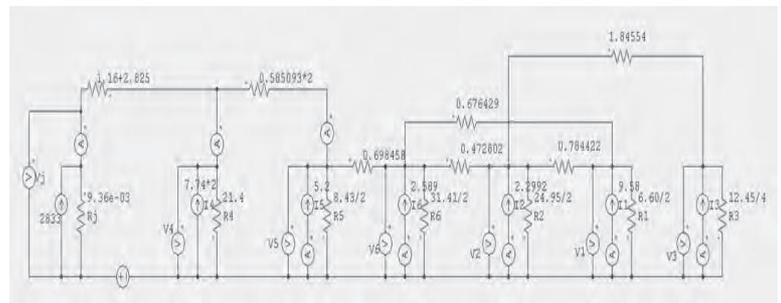


Figure 8 : Simulation du modèle thermique du système « busbar , composant SKiiP et refroidisseur »

Comme on le voit sur la figure 8 les résistances  $R_4, R_5, R_6, R_2, R_3$  sont les résistances de convection ; les autres résistances sont les résistances de conduction qui relient ensemble toutes les parties du busbar.

#### 4.2. Mise en œuvre expérimentale et résultats expérimentaux

Les mesures expérimentales sont réalisées sur un convertisseur de puissance fonctionnant dans les quatre quadrants, équipé de sondes de température (voir figure 9).

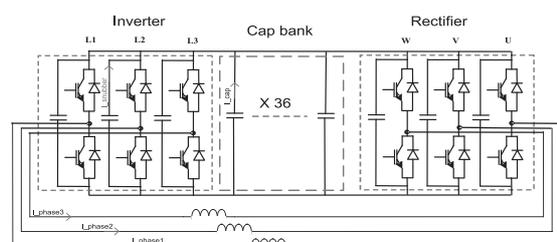
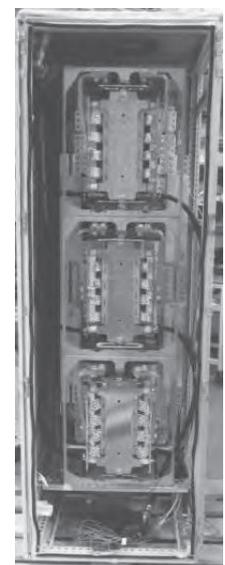
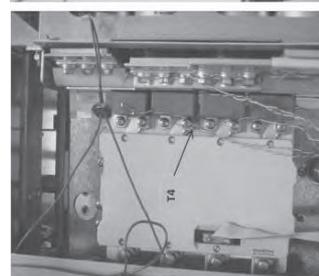


Figure 9 Configuration expérimentale : convertisseur de puissance fonctionnant dans les quatre quadrants et ses sondes de température.

Ses caractéristiques électriques sont  $V_{dc} = 1100V$  ;  $I_{ac} = 900A$  et  $V_{ac} = 600V$ . Les tests sont effectués en convection naturelle, sans ventilation et dans les conditions normales de fonctionnement avec les composants de puissance, la batterie de condensateurs et les bus alternatifs. Les sondes de température sont localisées sur la cellule la plus chaude et on mesure les températures des parties 4, 5, 6 et 3 quand la stabilité thermique est atteinte.

La comparaison de la simulation avec les résultats expérimentaux montre deux points. Premièrement, la modélisation du réseau thermique permet de trouver les zones les plus chaudes. Deuxièmement, cette modélisation permet d'observer les différences de température entre les différentes parties du busbar.

	PSIM (°C)	Valeur Exp (°C)	Erreur %
Part 4	85,3	80	6
Part 5	74,2	65	12,3
Part 6	70,3	66	6
Part 2	68,2		
Part 1	69,1		
Part3	58,4	60	2,6
Température de boîtier	70,5	69,7	1,2

**Figure 10** Comparaison entre les résultats expérimentaux et les résultats de la modélisation du réseau thermique.

Afin d'avoir une bonne précision entre le modèle thermique et les résultats expérimentaux il est important de respecter deux conditions :

- il faut calculer les pertes de puissances dans le corps du busbar avec précision,
- les conditions expérimentales ambiantes doivent être contrôlées avec rigueur (en fait dans notre cas d'étude, en convection naturelle, un simple courant d'air dans la zone d'expérimentation suffit à changer la température à la surface du busbar).

Dans le tableau, on peut remarquer que les températures des boîtiers sont très précises. Ceci est dû à l'excellente définition des paramètres caractéristiques donnés par SEMIKRON concernant les pertes de puissances dans les boîtiers ainsi que la résistance thermique du refroidisseur. Ceci est très important en raison du couplage thermique entre les bornes de connexion et le busbar.

## 5. Conclusion

Les résultats de la modélisation du réseau thermique proposée montrent une bonne précision comparée aux résultats expérimentaux. La spécificité de ce modèle est de fournir un modèle simple du réseau thermique pour comprendre l'élévation de température d'un busbar d'une structure de puissance avec une géométrie complexe. Ce modèle peut être utilisé en convection naturelle ou en convection forcée. Dans ce dernier cas un changement de la résistance de convection est nécessaire.

Le modèle proposé peut également être utilisé pour la mise au point de la forme d'un busbar afin d'éviter des points chauds.

### Références :

- [1] Yves Jeannot : Transferts thermiques
- [2] John H Lienhard IV : A heat transfert textbook
- [3] K&K Associates: Thermal Network Modeling Handbook

# Ballast électronique pour éclairage par tube fluorescent

## Éléments de correction

EQUIPE PEDAGOGIQUE, DEPARTEMENT EEA, ENS CACHAN

hoang@satie.ens-cachan.fr, feld@eea.ens-cachan.fr

**Résumé :** Cet article donne des éléments de corrigé pour le sujet de TP sur le ballast électronique pour éclairage par tube fluorescent proposé dans la revue de janvier 2012

### 1. Modélisation

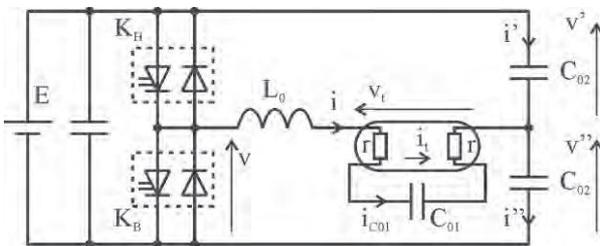


Figure 1 : Schéma de montage

$$L_0 = 1,1 \text{ mH} \quad C_{01} = 22 \text{ nF}$$

$$E = 150 \text{ V} \quad C_{02} = 150 \text{ nF}$$

Les équations permettant l'analyse du fonctionnement du ballast électronique sont :

$$v = L_0 \times \frac{di}{dt} + v_t + v'' \quad \text{et} \quad i = i'' - i'$$

avec 
$$i' = C_{02} \frac{dv'}{dt} \quad \text{et} \quad i'' = C_{02} \frac{dv''}{dt}$$

comme 
$$v' + v'' = E = \text{Cste} \Rightarrow i' = -i''$$

soit 
$$i = 2 \cdot i''$$

On en déduit :

$$v = L_0 \times \frac{di}{dt} + v_t + v''$$

$$i = 2 \cdot C_{02} \times \frac{dv''}{dt}$$

Ce qui conduit au schéma de la figure 2.

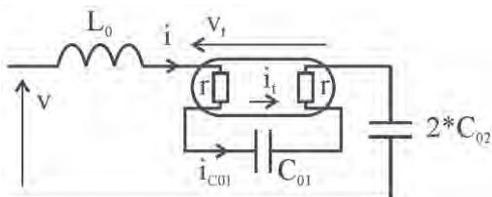


Figure 2. Modèle équivalent.

Deux cas sont à considérer.

#### 1-1 / Tube non amorcé

Les mesures montrent que le courant traversant le tube ( $i_t$ ) est nul. On en déduit que dans ces conditions, le tube se comporte comme un circuit ouvert. Le modèle peut donc être représenté par le schéma de la figure 4.

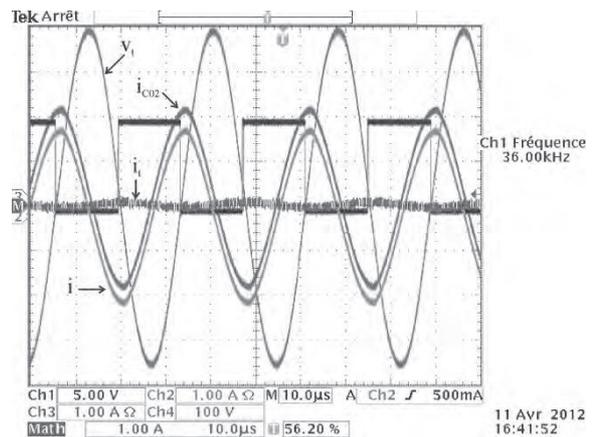


Figure 3. Formes d'ondes pour un tube non amorcé.

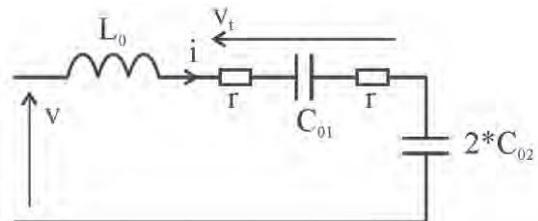


Figure 4. Modèle équivalent pour un tube non amorcé.

La procédure d'amorçage est la suivante :

- Phase 1 : Préchauffage à une fréquence de 42 kHz pour notre manipulation.
- Phase 2 : On diminue progressivement la fréquence pour assurer l'amorçage.

Dans l'hypothèse du premier harmonique, le modèle présenté à la figure 4 permet d'étudier l'évolution de la

tension aux bornes du tube en fonction de la fréquence. A partir de la phase de préchauffage, la tension aux bornes du tube augmente lorsqu'on diminue la fréquence pour atteindre la tension d'amorçage (environ 420 V à une fréquence de 36 kHz).

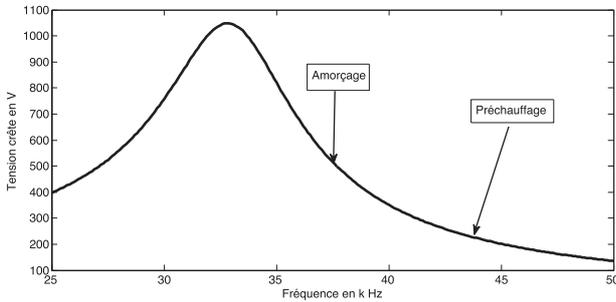


Figure 5. Evolution de la tension aux bornes du tube non amorcé en fonction de la fréquence.

### 1-2 / Tube amorcé :

La figure 6 montre que le tube étant amorcé, il se comporte comme une résistance notée  $R_{on}$ . Dans ces conditions, le modèle peut donc être représenté par le schéma de la figure 7.

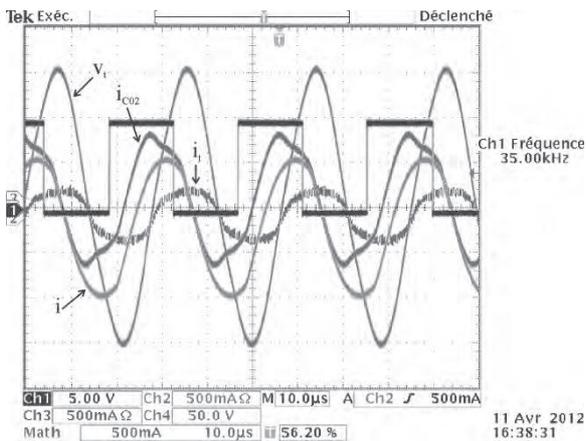


Figure 6. Formes d'ondes pour un tube amorcé.

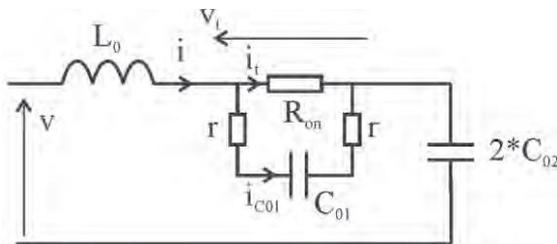


Figure 7. Modèle équivalent pour un tube amorcé.

## 2 Conclusion

Les différentes phases de fonctionnement d'un tube alimenté par un ballast électronique sont :

- Point A : Préchauffage
- De B→C : Amorçage
- De C→D : Réglage de l'intensité lumineuse par action sur la fréquence.

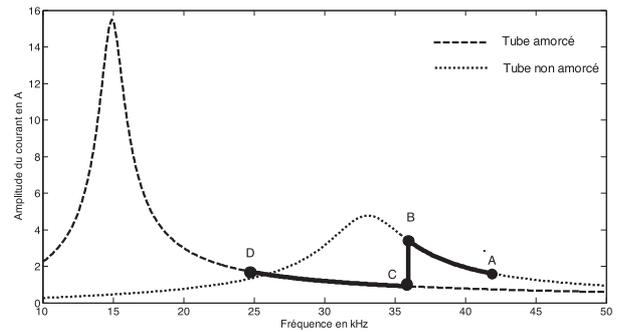


Figure 8. Courant délivré par l'onduleur dans l'hypothèse du premier harmonique

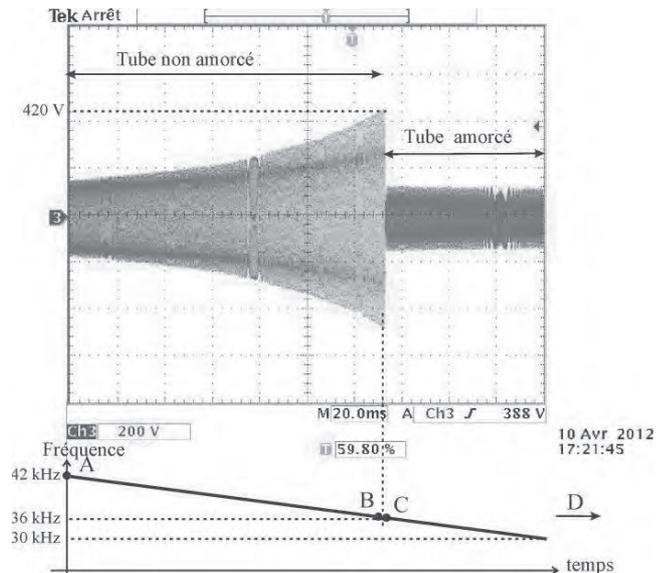


Figure 9. Evolution de la tension aux bornes du tube en fonction de la fréquence.

## Georges Claude, l'inventeur oublié du tube néon

**Lionel SIMONOT**

École Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Poitiers  
Spécialité "Energie" / Parcours "Éclairage, acoustique, thermique"  
1, rue Marcel Doré - 86022 POITIERS CEDEX  
lionel.simonot@univ-poitiers.fr

**Résumé :** Le tube néon a 100 ans. C'est l'occasion de revenir sur la figure contrastée de son inventeur auquel Rémi Baillot a consacré une biographie très richement documentée et illustrée, au titre explicite : « Georges Claude : le génie fourvoyé » (Editions EDP sciences – 2010). Nous insisterons sur ses inventions dans le domaine de l'éclairage : le tube néon bien sûr en 1910 mais aussi sa contribution à l'invention du tube fluorescent à la veille de la seconde guerre mondiale.

Confondu encore de nos jours dans le langage courant avec le tube fluorescent dont il est le précurseur, le tube néon a fait depuis un siècle les beaux jours - et les belles nuits - des enseignes lumineuses en France et dans le monde<sup>1</sup>. Concurrencés par les LED colorées, l'utilisation des tubes néon n'a décliné que très récemment. Leur inventeur, Georges Claude, est décédé il y a 50 ans. Malgré le succès du tube néon et de nombreuses autres inventions, son nom a été effacé de la mémoire nationale pour des raisons autres que scientifiques : il s'est fourvoyé dans la collaboration.



**Figure 1 :** Georges Claude à sa table de travail  
(Photo extraite de son livre « Ma vie et mes inventions »  
Librairie Plon - 1957)

Le centenaire du tube néon est l'occasion de revenir sur ce personnage dérangentant.

### 1. Liquéfier et distiller l'air : une première invention décisive

Jusqu'à l'âge de 16 ans, Georges Claude fut éduqué exclusivement par son père, ingénieur et ancien instituteur. Cette éducation non académique ne l'empêcha pas de recevoir une bourse et d'intégrer très jeune, la nouvelle école de physique et chimie industrielle<sup>2</sup> de la ville de Paris, bientôt célèbre grâce à la découverte du polonium et du radium par Pierre et Marie Curie au sein de l'un de ses laboratoires. Georges Claude débuta sa carrière en 1891 en tant que « petit » ingénieur à l'usine municipale d'électricité des Halles mais aussi en rédigeant pratiquement seul et pendant trois ans « *L'étincelle électrique* », revue composée de veilles technologiques mais aussi de ses opinions sur le domaine encore récent de l'électricité (la lampe à incandescence d'Edison n'a pas 15 ans). Ces années furent l'occasion pour Georges Claude de se constituer un réseau réunissant d'anciens élèves de son école et de scientifiques de l'académie des sciences. Petit à petit et avec obstination, l'ingénieur devint inventeur. Prolifique et intervenant sur des domaines très variés, les ressemblances avec Edison sont nombreuses. Ils avaient en particulier en commun ce talent de transformer des découvertes dans l'air du temps en véritables procédés industriels grâce, notamment, à un recours systématique aux brevets. Il en fut ainsi de la principale innovation du savant français : la liquéfaction de l'air. Ce procédé était réalisé dans des laboratoires de recherche depuis une vingtaine d'années et à un stade industriel avec l'allemand Carl von Linde dès 1895. L'efficacité de la liquéfaction fut très sensiblement améliorée avec les

<sup>1</sup> Néon, *Who's afraid of red, yellow and blue ?* à la maison rouge à Paris du 17 février au 20 mai 2012 est la première exposition qui retrace l'utilisation de ce type de sources de lumière dans des œuvres d'art des années 1940 à nos jours.

<sup>2</sup> Initialement municipale, elle change de nom et devient l'école supérieure de physique et chimie industrielle (ESPCI) en 1948.



« procédés Georges Claude » apparus en 1902. Ainsi naquit la société Air liquide<sup>3</sup>. De cette innovation majeure en découla une autre : la distillation de l'air, c'est-à-dire la séparation avec un taux de pureté élevée de ses constituants – d'abord l'azote et l'oxygène puis les différents gaz rares.

### 2. Entre inventions et politique

L'avènement de la première guerre mondiale stoppa en partie la croissance de la société Air liquide mais pas la créativité de l'inventeur qui, par patriotisme, développa de nombreuses armes dont la bombe à oxygène. Rappelons que cette terrible guerre fut marquée par des avancées technologiques testées directement sur le champ de bataille. Ainsi Georges Claude n'hésita pas à expérimenter sa bombe en montant dans les rares avions de la jeune aéronautique militaire. Malgré ce zèle, l'inventeur eut le sentiment de ne pas être suffisamment soutenu par l'état-major. Il critiqua surtout les « *politiciens et polytechniciens* »<sup>4</sup> qu'il jugeait responsables de l'impréparation d'avant-guerre. Dans les années 20 et 30, la vie de Georges Claude oscilla entre son travail acharné, consacré à ses inventions, et à des interventions politiques.

Coté invention, la mise en place d'un procédé industriel de synthèse de l'ammoniaque – pour les engrais mais aussi les explosifs – eut pour but de concurrencer l'industrie allemande en avance dans ce domaine. Autre invention pour laquelle Georges Claude engagea une part énorme de son temps et de sa fortune fut l'énergie thermique des mers. L'idée était de tirer profit de la différence de températures entre les profondeurs et la surface de la mer et de générer, à l'aide d'une machine thermique, une énergie de substitution au charbon et pétrole. Le savant prit goût aussi à la vulgarisation scientifique mettant en scène ses propres inventions lors de conférences-démonstrations. Il s'agissait de véritables « shows technologiques » qui faisaient salle comble et lui ont conféré une grande notoriété. Elu à l'académie des sciences en 1924, le savant jouit en outre d'une reconnaissance auprès des plus grands scientifiques de son époque.

Coté politique, Georges Claude se présenta aux élections législatives de 1928. Sa défaite renforça son amertume envers les politiciens et le système parlementaire. Son basculement à l'extrême droite se fit en 1933 avec son ralliement à l'Action Française.

<sup>3</sup> La société, cotée en bourse dès 1913, est aujourd'hui une des plus importantes du CAC40 et leader mondial des gaz industriels.

<sup>4</sup> Titre du pamphlet que Georges Claude publia en 1919.

Ce mouvement prônait le retour à la monarchie moins dans la croyance en un droit divin que dans la conviction que les monarques s'entouraient d'une élite, beaucoup plus méritante que l'élite républicaine, et à laquelle Georges Claude pensait naturellement faire partie.

### 3. Sauvé par Lavoisier mais oublié par la postérité

A l'approche de la seconde guerre mondiale, Georges Claude ne cessait de fustiger le manque de préparation militaire de la France. En 1940, accablé par la débâcle et malgré ses convictions germanophobes, il fit siennes les positions du maréchal Pétain : il fallait, pour l'avenir de la France, accepter la supériorité de l'Allemagne nazie et collaborer avec elle. Georges Claude ne fut certes pas le seul industriel à s'abimer dans la collaboration mais il le fit avec une fougue qui dépassait l'entendement. Se coupant de ses proches mais flatté par le régime de Vichy, Georges Claude fit pendant toute la guerre une tournée des villes de France pour y vanter la grande Europe sous influence nazi. Contre l'avis de ses amis l'appelant à plus de prudence, l'ardeur propagandiste du savant âgé de 70 ans, se poursuivit bien au-delà du tournant de la guerre et vira à la folie. En décembre 1942, à la fin d'une conférence donnée à Bordeaux, il mit en scène son suicide en avalant un poison afin de prouver au monde entier la justesse de ses convictions. Un lavement d'estomac le sauva... En juillet 1944, plusieurs semaines après le débarquement, il signa une lettre collective réclamant la peine de mort pour les résistants...

Il fut emprisonné quelques jours plus tard puis exclu de l'académie des sciences. On l'accusa ensuite d'avoir vendu aux allemands les plans des V1 !<sup>5</sup> Durant son procès, son avocat rappela aux juges le destin tragique de Lavoisier, père de la chimie moderne et guillotiné lors de la terreur révolutionnaire. Ce parallèle entre le fondateur de l'Air liquide et le savant du XVIIIe siècle qui fut le premier à avoir distingué l'azote et l'oxygène comme constituants de l'air, sauva peut-être Georges Claude de la peine de mort. Condamné à la prison à perpétuité, il essaya de s'extirper de sa condition de prisonnier en travaillant à longueur de journée. Son dernier thème d'étude porta sur l'utilisation de l'énergie thermique, non plus maritime, mais terrestre. En liberté conditionnelle à partir de 1950, il essaya d'être réintroduit à l'académie des sciences, en vain. Georges Claude mourut en 1960 à l'âge de 90 ans.

<sup>5</sup> Excès de la Libération, ces rumeurs se révélèrent complètement infondées.

#### 4. Les contributions de Georges Claude à l'éclairage

Les convictions politiques, que Georges Claude a défendues pendant la seconde guerre mondiale, sont difficilement supportables aujourd'hui. Néanmoins, les travaux scientifiques et les innovations industrielles du savant ne méritent pas l'oubli, en particulier dans un domaine où la France fut longtemps absente : celui de l'éclairage électrique<sup>6</sup>. Tout commença avec le tube néon, probablement né à la fois de l'intérêt de Georges Claude pour l'électricité et l'éclairage, et de sa volonté de trouver des applications à la distillation de l'air. Dans ses mémoires intitulées « *Ma vie, mes inventions* », Georges Claude raconte que, dès qu'il réussit à extraire de l'air le néon en quantité suffisante, il en envoya au prix Nobel de chimie William Ramsay qui avait découvert les gaz rares dans les années 1890. Celui-ci lui offrit en retour un petit tube à décharge contenant du néon et émettant une lumière rouge si caractéristique. De ce cadeau, Georges Claude dut apporter des améliorations décisives pour obtenir des tubes plus gros et commercialisables. Le principal problème fut d'absorber les impuretés – en particulier les traces d'hydrogène – présentes dans le tube. L'inventeur y parvint à l'aide de charbons de bois refroidis... par de l'air liquide !

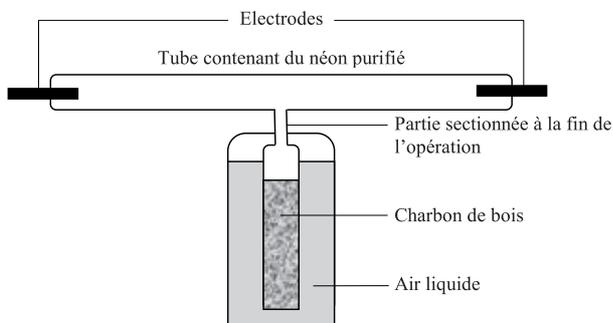


Figure 2 : Schéma de principe du tube au néon de Georges Claude

Le tube néon, inventé en 1910, eut un succès très rapide : ses brevets furent exploités aux Etats-Unis dès 1914. Conscient que la lumière rouge du néon restreint ses tubes à des usages publicitaires, Georges Claude proposa de compenser cette couleur par la lumière

<sup>6</sup> En 1938, dans le n°6 de la revue *Lux* (pp.40-42), E. Gomonet, ingénieur des Etablissements Claude-Paz et Silva, dresse un panorama de « *l'évolution de la technique des sources de lumière électrique* » en insistant sur les apports de Georges et André Claude.

bleue obtenue avec le mercure. Si ce type de lampe n'a pas rencontré de succès, la quête d'une source de lumière blanche obtenue par décharge électrique était lancée.

#### 5. Georges, André... et la fugace fée électricité

En 1932 fut créée la société Claude – Paz & Silva, filiale d'Air liquide pour exploiter les tubes au néon et autres gaz rares. André Claude, le neveu de Georges, en devint président-directeur général. André était, lui aussi, diplômé de l'école de physique et chimie industrielle, et depuis plusieurs années, il assistait le savant dans ses nombreux travaux. Bien que les Claude pensaient que l'avenir de l'éclairage était plus dans la lumière « froide » des tubes à décharge que dans les lampes à incandescence, ils proposèrent une innovation intéressante à la lampe d'Edison. Les travaux de Langmuir avaient montré l'intérêt d'utiliser un filament spiralé combiné à une atmosphère de gaz inertes pour limiter à la fois l'évaporation du filament et les pertes par conduction. Les gaz rares qu'Air liquide arrivait à extraire étaient de bons candidats comme gaz de remplissage des lampes à incandescence. Et plus les atomes de gaz étaient gros, plus le bénéfice était important. En 1935, la société Claude – Paz & Silva mit au point la lampe au krypton. Plus lourd que l'azote ou l'argon précédemment utilisés, ce gaz offrait, pour une même durée de vie, une température de couleur plus élevée (lumière « plus blanche ») et une efficacité lumineuse légèrement améliorée. Mais ce gaz était aussi beaucoup plus difficile à extraire de l'air – présent dans la proportion d'un millionième – et donc plus cher à produire. Ceci fut compensé par la réduction des dimensions de la lampe rendue possible par la diminution importante des pertes par conduction.

Plus essentielle encore fut la contribution d'André Claude à la commercialisation des premiers tubes fluorescents. L'idée de produire de la lumière en utilisant la fluorescence de certains matériaux remontait au milieu du XIXe siècle avec Becquerel. Mais l'efficacité lumineuse et la durée de vie des premiers prototypes étaient largement insuffisantes et la marche vers la commercialisation de cette technologie fut longue... Une première étape fut la lampe à vapeur de mercure de Cooper-Hewitt en 1901. Pendant trois décennies, plusieurs développements industriels échouèrent à cause essentiellement de la fragilité des substances fluorescentes et de la difficulté à les déposer sur la paroi interne du tube. En 1936, André Claude présenta un tube fluorescent à cathodes chaudes de 35 lm/W au Congrès de la Lumière à Bruxelles. L'expérience acquise avec les tubes au néon lui fut probablement profitable. L'exposition



internationale de 1937 à Paris marqua pour les Claude une sorte d'apothéose : la société dirigée par André eut à réaliser ce qu'on appellerait aujourd'hui la mise en lumière du pavillon Saint-Gobain et « la dentelle de lumière » de la Tour Eiffel ; et Georges fut représenté sur les esquisses de la *Fée électricité*, la grande fresque de Raoul Dufy retraçant l'histoire de l'électricité. Ironie de l'histoire, cette heure de gloire fut éphémère, puisque le peintre renonça, faute de place, à représenter les « grands hommes » encore vivants sur l'œuvre finale. S'il est certain que la société Claude – Paz & Silva fut l'une des premières à commercialiser un tube fluorescent, la paternité – sans doute multiple – de l'invention est bien plus complexe à établir. Une bataille de brevets s'engagea entre les grands groupes internationaux, Sylvania, Philips et General Electric. Cette dernière par exemple acheta notamment le brevet d'André Claude et commercialisa ses propres tubes fluorescents juste avant la seconde guerre mondiale. L'usage des tubes fluorescents se développa en France surtout après la guerre. Cette « nouvelle lumière » véhiculait alors une image de modernité<sup>7</sup>, dont n'auront pas bénéficié Georges et André Claude : l'épisode collaborationniste du premier les aura définitivement effacés de l'épopée de la Fée électricité.

---

<sup>7</sup> Les numéros de la revue Lux de l'après-guerre témoignent de l'engouement pour les tubes fluorescents, engouement comparable à ce que l'on peut connaître aujourd'hui avec les LED.

## Et demain ... ?

### Tour d'horizon des avancées technologiques

*Dans notre dernière édition de la revue 3EI, nous avons inauguré cette nouvelle rubrique en la consacrant aux actualités concernant les avancées sur les technologies des batteries. Dans ce nouveau numéro du mois d'avril, nous vous proposons de nous intéresser aux nouveautés concernant les panneaux photovoltaïques.*

#### **L'Italie premier pays au monde dans le photovoltaïque (bulletins-electroniques.com, 7 fév 2012)**

D'après un rapport de l'IHS, centre californien spécialisé dans les énergies renouvelables, en 2011 l'Italie a pris la tête de la production d'électricité photovoltaïque, devant l'Allemagne. Dans son rapport "I-Supply Market Brief", l'IHS estime que le total de nouvelles installations photovoltaïques en Allemagne pour l'année 2011 atteint 5,9 GW (GigaWatt) ce qui représente une chute de 20% par rapport à 2010. Dans le même temps, l'Italie a presque doublé le nombre de nouvelles installations, ce qui représente 6,9 GW en 2011. Les raisons de ce changement de position sont d'une part la saturation du marché allemand, et d'autre part, les fortes incitations de la part du gouvernement italien.

L'Allemagne occupe donc la deuxième place du classement en 2011, suivie des Etats-Unis (2,7 GW de photovoltaïque installé en 2011), de la Chine (1,7 GW), du Japon (1,3GW) et de la France (1GW). Le nombre total de nouvelles installations photovoltaïques dans le monde, représente une capacité de 24 GW, ce qui est en forte augmentation (+34%) par rapport à l'année précédente, et ce malgré une conjoncture économique plutôt défavorable.

#### **Le premier immeuble de bureaux norvégien à énergie positive (bulletins-electroniques.com, 4 avr 2012)**

Le premier immeuble de bureaux norvégien à énergie positive devrait voir le jour à Trondheim. D'une superficie brute de 16000 mètres carrés, il devrait pouvoir accueillir environ 750 employés. Le projet ne consiste pas seulement en un bâtiment à énergie positive car il est prévu qu'il produise autant d'énergie que ce qui aura été nécessaire à la production et au

transport des matériaux de construction, ainsi qu'à sa démolition.

Un système de pompes à chaleur, couplé à des cellules solaires, devrait permettre de produire 49 kWh/m<sup>2</sup>/an.

Les besoins énergétiques du bâtiment ont été évalués à 21 kWh/m<sup>2</sup>/an et, sur la base d'une durée de vie de 60 ans, l'énergie consacrée à la production et au transport des matériaux de construction a été estimée à 22 kWh/m<sup>2</sup>/an. Le résultat net de la balance énergétique serait donc de 6 kWh/m<sup>2</sup>/an de surplus.

La construction devrait commencer en 2013.

#### **Comment le 3D photovoltaïque pourrait révolutionner la puissance solaire (Technology Review, 13 déc 2011)**

La conversion de la centaine de Petawatts (1 Petawatt=10<sup>15</sup> W) irradiés par le soleil en énergie électrique par la technologie photovoltaïque est l'une des voies d'avenir permettant de diminuer la dépense de nos sociétés vis-à-vis du pétrole.

Mais cette technologie est fortement dépendante de la position du soleil suivant les heures du jour et les saisons. Ces variations peuvent être partiellement compensées par les systèmes de suivi du soleil mais ceux-ci sont coûteux.

Marco Bernardi du Massachusetts Institute of Technology (MIT) affirme qu'il est possible de compenser simplement ce défaut en utilisant des structures 3D.

Avec ses collaborateurs, il a simulé les performances de différentes formes et les a testées sur le toit d'un bâtiment du MIT. Leurs résultats indiquent que des structures 3D peuvent accroître la quantité d'énergie produite d'un facteur 20 par rapport à un panneau photovoltaïque plan qui aurait la même empreinte au sol.

Deux effets se combinent pour expliquer ces performances. La structure 3D permet de capturer la lumière pour les faibles angles d'incidence et les

réflexions dans la structure augmentent la quantité d'énergie lumineuse capturée.

Ces structures n'ont pas besoin d'être très complexes. Un simple cube ouvert sur le dessus et recouvert à l'intérieur et à l'extérieur avec des cellules photovoltaïques peuvent générer jusqu'à 3,8 fois plus qu'un panneau plan ayant la même empreinte au sol. Par comparaison, un système de suivi du soleil permet d'augmenter cette quantité d'un facteur 1,8.

Il reste à valider l'aspect économique de ces structures. Par exemple le cube possède plus de surfaces et donc de cellules photovoltaïques et a un coût de fabrication plus élevé mais Bernardi et ses collaborateurs pensent que le gain en production d'électricité permettra de compenser ce surcoût.

En définitive, cette idée inspirée des capteurs solaires naturels que sont les plantes montre qu'il existe un vrai potentiel d'innovation dans ce domaine.

### **Une voie plus « lumineuse » pour la fabrication des cellules solaires (Technology Review, 13 déc 2011)**

Un nouveau four optique développé par les chercheurs du "National Renewable Energy Laboratory" (NREL) situé à Golden, Colorado, permet de diviser par deux l'énergie nécessaire à la fabrication d'une cellule photovoltaïque par un four conventionnel. De plus cette technique améliore la pureté des cellules et donc augmente la puissance de sortie de celles-ci.

Ce travail est encore dans sa phase amont mais les chercheurs pensent augmenter le rendement des cellules de 16 à 20 %.

La conception du four du NREL est particulièrement intéressante car il est hautement réfléchissant et résistant thermiquement. Il assure ainsi que la lumière est bien absorbée par le silicium et pas par les parois du four. Le process de fabrication est ainsi mieux contrôlé et permet d'assurer un meilleur contact électrique sur les cellules photovoltaïques.

Les chercheurs du NREL travaillent par ailleurs à l'élaboration d'un four optique permettant la fabrication simultanée de 2000 cellules photovoltaïques. Cette étape est évidemment indispensable pour que cette technologie puisse être concurrentielle avec les techniques classiques.

### **Un matériau solaire super-absorbant (Technology Review, 9 nov 2011)**

Un nouveau nanomatériau absorbant une large bande spectrale de lumière indépendamment de l'angle d'incidence pourrait conduire à une très forte augmentation du rendement des cellules solaire minces. Alors que les cellules photovoltaïques conventionnelles

font au minimum une centaine de microns d'épaisseur, des chercheurs de Caltech travaillent actuellement à l'élaboration de cellules d'une centaine de nanomètres caractérisées par des performances comparables et des coûts de fabrications plus faibles. En règle générale, les cellules absorbent d'autant moins de lumière qu'elles sont fines mais cette tendance peut être compensée par l'exploitation des propriétés des nanomatériaux.

En effet, Harry Atwater, professeur de physique appliquée et de science des matériaux à Caltech propose une structure nanométrique permettant de rendre le matériau super-absorbant. Il exploite le phénomène de résonance optique qui s'apparente à celui mis en œuvre dans les antennes radio qui entre en résonance avec des ondes électromagnétiques. Les longueurs caractéristiques de la structure déterminant les longueurs d'ondes de résonance, Atwater et son collègue Aydin ont conçu une structure (composée d'argent et de Silicium) comprenant de nombreuses longueurs caractéristiques permettant ainsi d'absorber un large spectre de lumière visible.

Cette technique doit être appliquée avec d'autres matériaux pour être utilisable sur les cellules photovoltaïques mais les chercheurs s'attèlent à cette tâche et ont déjà créé un film de silicium de 220 nanomètres d'épaisseur qui absorbe la même quantité de lumière qu'un matériau classique (ne comprenant pas de nanostructure) d'épaisseur 25 fois plus grande.

### **Vers des cellules photovoltaïques ultrafines (bulletins-electroniques.com, 5 avr 2012)**

Un groupe de chercheurs de l'université de Tokyo, en collaboration avec des scientifiques de l'université Johannes Kepler de Linz (Autriche) a réussi à développer des cellules photovoltaïques ultrafines. Elles sont 14 fois plus fines que les cellules solaires les plus fines existantes jusqu'à présent (25 µm).

Le point noir de cette découverte reste la faible conversion énergétique annoncée, de l'ordre de 4,2% que les chercheurs espèrent augmenter pour atteindre les 10%.

Les applications envisagées pour cette découverte sont axées sur la robotique, et tout particulièrement les robots insectoïdes, pour lesquels le facteur poids est tout particulièrement important.



Carrefour de l'  
ÉLECTRONIQUE

Le salon  
des composants,  
de la production,  
de la fabrication  
et du test & mesure

MESUREXPO  
VISION 

Le salon  
de la mesure,  
de l'instrumentation  
et de la vision

OPTO 

Le salon  
de toutes les solutions  
optiques, photoniques  
et laser

RF&HYPER))  
wireless 

Le salon  
des radiofréquences,  
des hyperfréquences,  
de la fibre optique  
et du wireless

**23 | 24 | 25 OCTOBRE 2012**

Paris expo Porte de Versailles - Hall 1

[www.enova-event.com](http://www.enova-event.com)

**VOIR  
4 FOIS  
PLUS  
GRAND**

  
**DEMANDE  
DE BADGE**  
[www.enova-event.com](http://www.enova-event.com)  
MOT DE PASSE : PUB