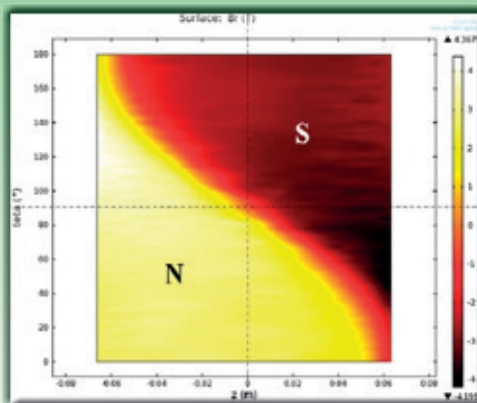
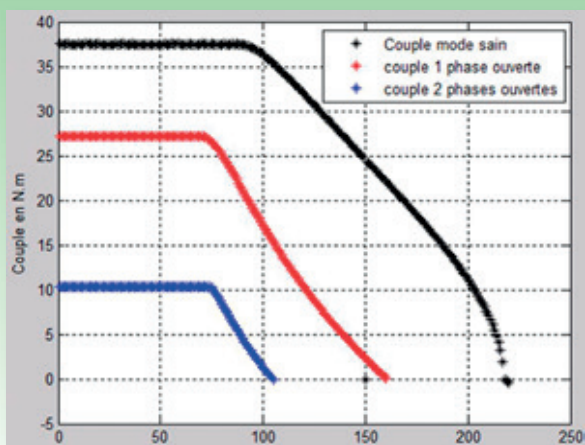
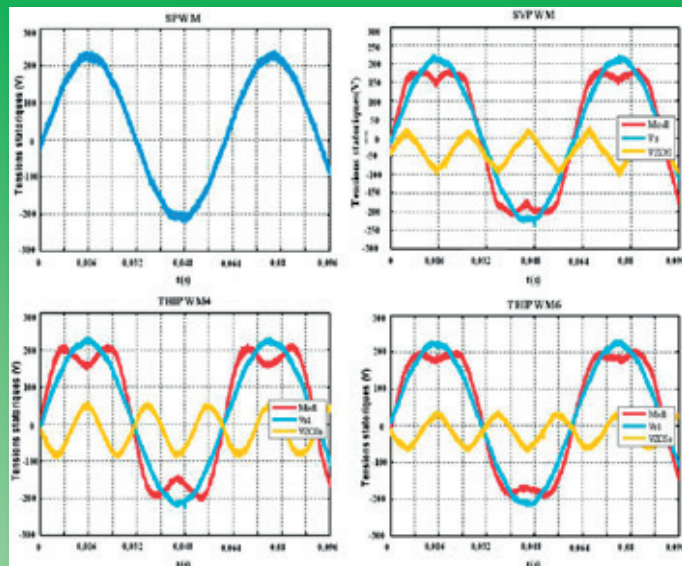
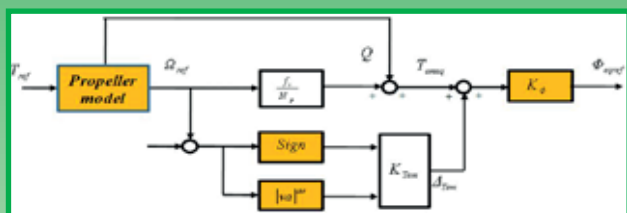
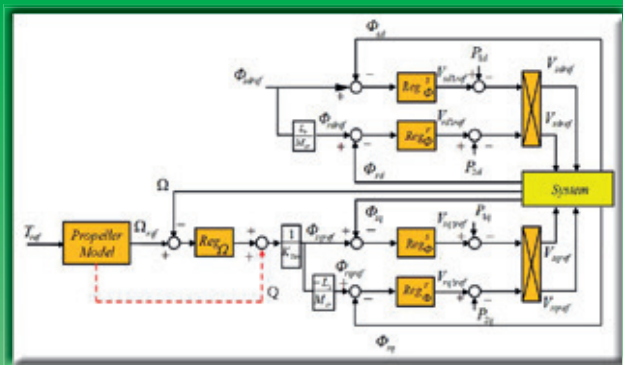




Ressource publiée sur Culture Sciences de l'Ingénieur : <https://eduscol.education.fr/sti/si-ens-paris-saclay>



**Machines
Tournantes
«du besoin
aux usages»**

En partenariat avec le congrès JCGE-SEEDS

Publication trimestrielle du Cercle Thématique 13.01 de la SEE

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE



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

N° 77 - Juillet 2014

De l'innovation à l'application



enova

PARIS 2014

Le salon des technologies en
électronique, mesure, vision et optique





La Revue 3EI

publication trimestrielle
du **Cercle Thématique 13-01**
de la **SEE**

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

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

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

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

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

Directeur de la publication
François GERIN
Président de la SEE

Rédacteur en Chef
Franck LE GALL

Adresser les propositions d'article à :
revue3ei.art@voila.fr

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

publicité au rapport

Abonnement (4 numéros par an)
Janvier, Avril, Juillet, Octobre 2014.

tarifs TTC : (revue papier)

Individuel :

France et CEE.....40 €
Pays hors CEE.....50 €

Collectivités

France et CEE.....57 €
Pays hors CEE.....70 €

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

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

Dépôt Légal : Juillet 2014

Commission Paritaire 1217 G 78028
ISSN 1252-770X

Sommaire du n° 77

Thème : les machines tournantes : « du besoin aux usages »

- p. 2 *Éditorial,*
- p. 3 *Publications,*
- p. 4 *Laminage réversible à froid*
J. COURAULT
- p. 13 *Modélisation, optimisation par la commande d'un système innovant pour la propulsion navale*
M. DEBBOU . PIETRZAK-DAVID ENSEEIHT TOULOUSE
- p. 20 *Stratégie de commande par défluxage d'une machine pentaphasée à aimants permanents en mode dégradé pour des applications hydroliennes*
O. FALL Ecole Navale et Groupe des écoles du Poulmic BREST
- p. 28 *Essais préliminaires en vue de la conception de bobines inorganiques pour des moteurs haute température*
V. IOSIF U ARTOIS, LSEE, BETHUNE
- p. 35 *Etude d'une nouvelle structure d'inducteur de moteur supraconducteur*
R. ALHASAN Université de Lorraine VANDOEUVRE LES NANCY

Hors Thème

- p. 40 *Etude et évaluation par simulation d'un réseau de bord d'hélicoptère*
N. DEVILLERS Institut FEMTO-ST – UMR CNRS 6174 BELFORT
- p. 49 *Estimation de production des installations PV pour différentes inclinaisons basée sur un modèle d'ensoleillement*
M. BRESSAN CNRS-LAAS TOULOUSE
- p. 60 *Méthode expérimentale pour le réglage d'un correcteur numérique appliquée à un servomécanisme de puissance*
T. HANS UTBM
- p. 63 *La réglementation RT2012*
J-P. ILARY Lycée Jules Ferry VERSAILLES
- p. 68 *Synthèse sur le vieillissement des piles à combustibles à membrane échangeuse de protons*
P. MASSONNAT, F. GAO, D. BOUQUAIN, A. MIRAOUI.
UTBM, Université de Technologie de Belfort- Montbéliard

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 la revue 3EI pour ce mois de juillet 2014 est consacré **aux machines tournantes : "du besoin aux usages"**. Les articles de ce numéro sont pour beaucoup issus de la collaboration fructueuse que nous menons avec le congrès JCGE-SEEDS, dont l'objectif est de promouvoir les travaux de jeunes chercheurs dans le domaine du génie électrique. Les articles des Ms Debbou, Fall, Alhasan, Iosif, Bressan et de Mme Devilliers ont en effet été présentés lors de cette rencontre, qui s'est déroulée au début du mois de juin 2014.

Ce thème nous permet de parler des machines tournantes d'une manière originale. En effet, ce n'est pas la machine en soit qui focalise notre attention, mais bien la machine prise dans son contexte d'application industrielle.

Pour ouvrir le thème, M. Courault nous fait part de sa longue expérience des entraînements industriels, en présentant l'application du laminage réversible à froid.

M. Debbou et ses collègues nous exposent l'application de la MADA pour l'optimisation par la commande d'un système innovant pour la propulsion navale.

M. Fall présente, quant à lui, l'application aux hydroliennes d'une machine pentaphasée à aimants permanents.

Les deux derniers articles du thème ne sont pas à proprement parler axés sur des applications industrielles, mais permettront de nous faire découvrir ces innovations remarquables que sont les nouvelles structures d'inducteur supraconducteur et les bobines inorganiques pour les moteurs haute température, présentées respectivement par M. Alhasan et M. Iosif.

Les articles « hors thème » exposent des sujets très variés dans le domaine du Génie Electrique. Vous découvrirez ainsi l'article de Mme Devilliers sur l'étude et l'évaluation par simulation d'un réseau de bord d'hélicoptère.

L'article de M. Bressan nous permettra de comprendre l'importance des modèles d'ensoleillement sur l'estimation de production des installations de panneaux Photovoltaïques.

Les articles de M. Thierry Hans et de M. Jean-Philippe Ilary nous présentent respectivement une méthode expérimentale concise de réglage des correcteurs numériques dans le domaine de l'électronique de puissance et le point sur la RT2012.

Enfin, pour clore ce numéro, vous pourrez vous rendre compte des progrès importants faits dans le domaine des piles à combustible mais aussi mesurer les étapes qu'il reste à franchir sur le problème du vieillissement, afin que cette technologie valide les espoirs mis en elle depuis quelques années déjà.

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

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

Bonne lecture.

Le Comité de Publication de la Revue3EI

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

La Revue 3EI

Comité de publication

Hamid BEN AHMED

Arnaud BRUGIER

Jacques COURAULT

Jean FAUCHER

Gilles FELD

Jean-Philippe ILARY

Chérif LAROUCI

Marie-Michèle LE BIHAN

Franck LE GALL

Denis LABROUSSE

Pascal LOOS

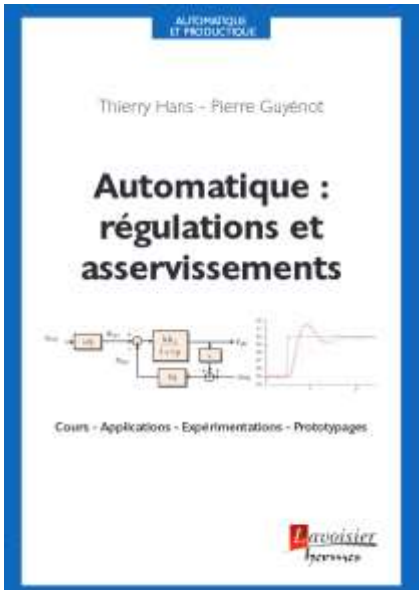
Marc PETIT

Sylvain PIETRANICO

Oviglio SALA

Jean-François SERGENT

Jean-Claude VANNIER



Automatique : régulations et asservissements

Thierry Hans, Pierre Guyénot

Editions LAVOISIER HERMES

Dans le domaine industriel, réguler une grandeur physique ou asservir la sortie d'un processus à une de ses entrées impose de faire appel à des boucles de rétroaction.

La conception, l'expérimentation, la mise au point et l'exploitation de ces systèmes «bouclés» nécessitent de sérieuses connaissances théoriques et pratiques.

Pour faciliter la compréhension de ces systèmes, cet ouvrage procède en deux temps:

– une première partie rappelle les notions théoriques indispensables illustrées par de nombreux exercices corrigés;

– une seconde partie aborde l'étude de problèmes de synthèse à caractère industriel.

L'originalité de cet ouvrage est d'ajouter aux notions classiques propres à ces domaines l'étude expérimentale et la modélisation des processus par l'utilisation de logiciels permettant d'expérimenter puis de simuler leurs comportements afin de les améliorer avec souplesse, rapidité et économie.

Pratique, didactique et synthétique, ce livre s'adresse aux enseignants et aux étudiants concernés par l'étude des régulations ou asservissements, mais également aux techniciens et ingénieurs exerçant au sein de bureaux d'études ou de services de maintenance, à la recherche de réponses à leurs problèmes concrets.



Génie Electrique

Circuits et composants, installations électriques, énergie et sécurité, automatismes, régulation et systèmes d'information.

Gregor Häberle

Editions DUNOD

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

Contenu de l'ouvrage

Rappels de mathématiques et de physique. Symboles et unités. Théorie des circuits et composants.

Représentations graphiques. Schémas électriques. Mesures.

Installations électriques. KNX. Câblage. Éclairage.

Sécurité. Alimentation électrique. Transformateurs, générateurs et accumulateurs. Chauffage.

Ordinateurs et interfaces. Réseaux et transmissions.

Automatisation. Commande. Régulation.

Matériaux conducteurs et isolants. Connexions.

Fonctionnement de l'entreprise. Organisation du travail.

Laminage réversible à froid

Jacques COURAULT

Résumé : Dans cet article, nous proposons de développer le principe de fonctionnement des laminoirs réversibles à froid. Ces appareils comprennent plusieurs fonctions génériques du laminage, bobineuses et cage qui sont liées par le produit à laminer. Les difficultés purement électrotechniques sont limitées, elles sont classiques pour les entraînements, c'est donc au niveau des automatismes de conduite que sont les particularités.

1. Introduction

Le laminage sur laminoirs réversibles à froid, recouvre des applications aussi différentes que le laminage de bandes de quelques microns d'épaisseur en petite largeur ou celui de tôles de 3 à 4 mm d'épaisseur en deux mètres de large.

Les installations mécaniques qui permettent de réaliser des opérations de laminage vont du petit laminoir multicylindre (où les cylindres de travail

peuvent être de la grosseur d'un crayon) jusqu'aux gros laminoirs quarto. Malgré une grande différence dans les composants mécaniques et électriques mis en œuvre, des éléments communs demeurent pour toutes les installations : les régulations de vitesse, de traction de la bande, d'épaisseur de la bande et les automatismes de l'ensemble.

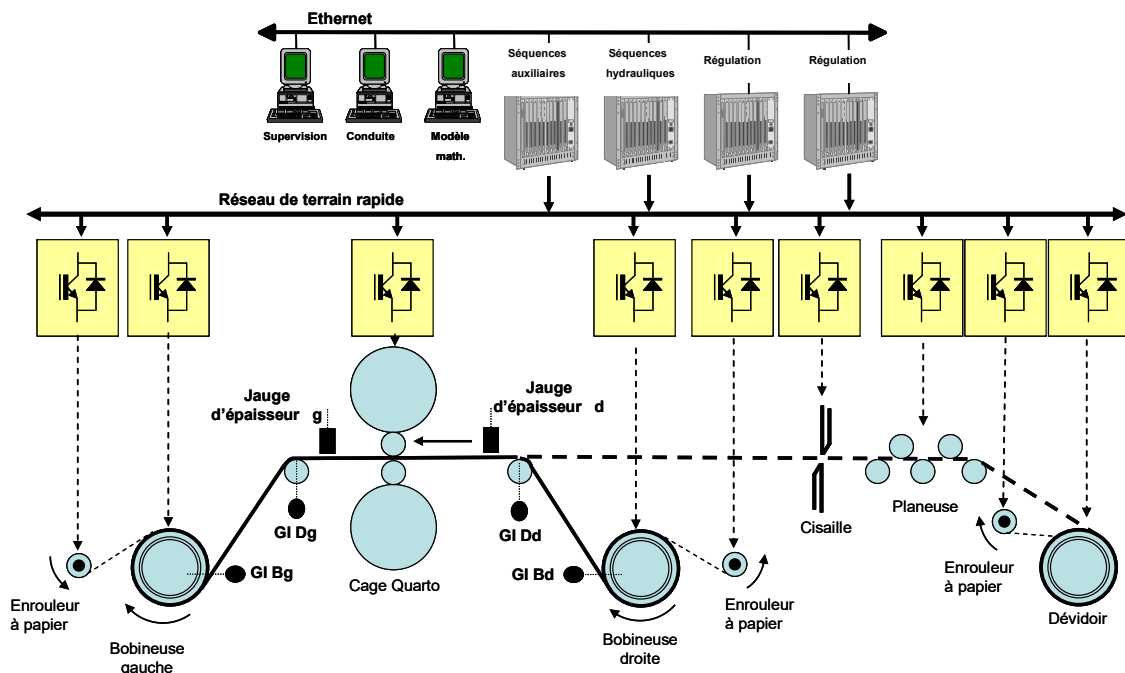


Figure 1 : Principe de fonctionnement d'un laminoir à froid réversible.

Les appareils élémentaires qui composent un laminoir réversible à froid sont la cage qui lamine la tôle et les bobineuses : en fait les bobineuses bobinent sur une passe et débobinent sur la passe suivante. Sur certains laminoirs on compte jusqu'à vingt passes. Bobineuses et cage ont des contrôles rapprochés (couple, vitesse) différents adaptés à la fonction, mais ils sont liés entre eux, en particulier

au niveau des références, et aux automatismes et les calculateurs de niveau supérieur.

D'une manière simpliste on peut dire que la cage assure l'entraînement de la bande et le contrôle de l'épaisseur, donc elle comprend une régulation de vitesse et une régulation de serrage.

La fonction principale des bobineuses est d'assurer la traction de la bande, elle peut assurer un petit

contrôle d'épaisseur qui est assez réduit et limité à la correction d'erreurs d'épaisseur inférieures au centième de millimètre.

Les puissances de ce type d'équipement vont de quelques dizaines de kW à environ 4 MW.

2. Fonctionnement d'une bobineuse.

Les exemples de bobineuse sont extrêmement nombreux en métallurgie des métaux ferreux ou non ferreux (voire également l'industrie du papier) :

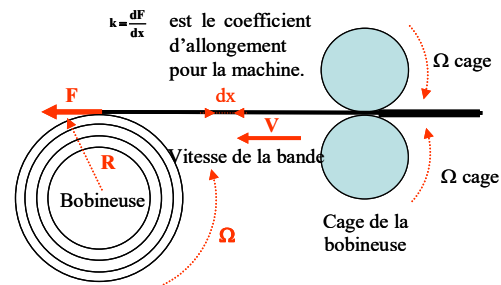
- Trains continus à bandes.
- Lignes de traitement (décapage...).
- Laminoirs réversibles à froid.
- Lignes de traitements spécifiques (galvanisation...).
- Lignes de parachèvement (refendage, découpe...)

Les bobineuses sont soit des enrouleuses soit des dérouleuses, dans les deux cas le fonctionnement est le même. La figure (1) est une enrouleuse : en amont de la bobineuse est représentée une cage qui lamine la bande et qui contrôle la vitesse V de la bande. Comme la force de traction est constante, ce procédé est à puissance constante $P=F.V=C.\Omega$. La force de traction F est contrôlée par la bobineuse. Une bobineuse n'est pas contrôlée en vitesse, puisque celle-ci évolue avec le rayon de la bobine, il existe donc une relation entre V et Ω , vitesse de rotation de la bobine, de la forme $R\Omega - V = 0$. La traction de la bande fait intervenir son élasticité, la figure (2) montre comment intervient le Module de Young, qui est le rapport entre les efforts et l'allongement relatif. L'élasticité de la bande est un paramètre important, d'autant qu'entre la bobineuse et la cage on rencontre des distances qui peuvent être de l'ordre de trois à quatre mètres voire plus.

Calcul des constantes.

$k = \frac{dF}{dx} = \frac{E.S}{d}$ est une donnée fondamentale. Nous prenons $E = 21000 \text{ dN/mm}^2$ valeur classique pour l'acier, soit, $E=210.10^9 \text{ N/m}^2$ avec L (largeur de bande) = 0,5 m, e (épaisseur de bande) = 2 mm d'où $s=10^{-3} \text{ m}^2$, d (distance cage bobineuse)= 3 m. On arrive à $k \cong 70.10^6 \text{ N/m}$.

Pour les bobineuses, il importe de tenir compte de l'élasticité de la bande...



Note sur la détermination de k:

$$E = \frac{dF}{dx} = \frac{\text{Contrainte normale}}{\text{Allongement relatif}} = \text{Module d'YOUNG}$$

$$\frac{dx}{x} = \frac{dF}{E.dS} \text{ d'où } k = \frac{dF}{dx} = \frac{E.S}{d}$$

S est la section de la bande, d la distance entre bobineuse et cage.

Pour l'acier $E \sim 21000 \text{ daN/mm}^2$ -
 Pour l'aluminium $E \sim 7000 \text{ daN/mm}^2$

Figure 2 : Module de YOUNG.

La force ou traction est de la forme $dT = k.dx + \beta.\frac{dx}{dt}$, β est un coefficient de frottement proportionnel à la vitesse d'allongement, $\beta = 175000 \text{ Ns/m}$, cette valeur est basée sur l'expérience, et plus précisément sur un amortissement observé de 0,2.

soit $T = k \int (R.\Omega - V).dt + \beta.(R.\Omega - V)$ sous une autre forme $T = \frac{k.R}{p}.\Omega + \beta.R.\Omega - \frac{k}{p}.V - \beta.V$. En introduisant la relation fondamentale de la dynamique des masses en rotation, nous obtenons les équations qui régissent le système qui décrit le fonctionnement d'une bobineuse.

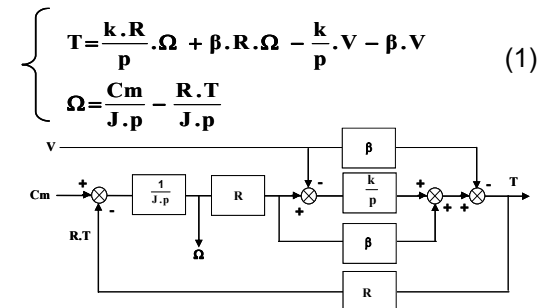
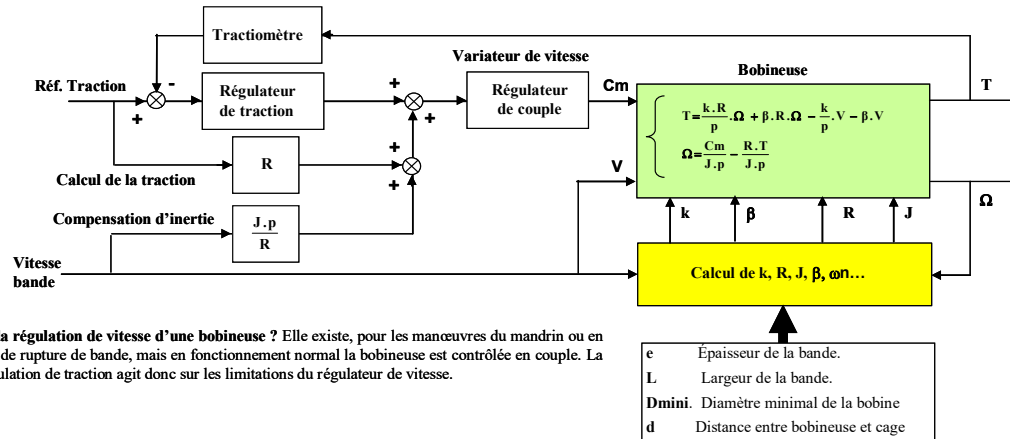


Figure 3 : Représentation graphique du système d'équations (1).

Il apparaît donc clairement que deux paramètres clés doivent être définis, R et J qui est, d'ailleurs, une fonction de R. La mesure directe de R n'est pas aisée, on préfère une mesure indirecte en fonction de la

vitesse de la bande et de la vitesse de rotation de la bobine. Ce calcul du rayon est numérique depuis une trentaine d'années, il est réalisé en partant de générateurs d'impulsions (GI). GI sur rouleau déflecteur pour la mesure de V et GI sur le mandrin de la bobineuse.

A vitesse de bande, V constante et Traction constante, nous avons $\frac{R_{Max}}{R_{min}} = \frac{C_{Max}}{C_{min}} = \frac{\Omega_{Max}}{\Omega_{min}}$



Et la régulation de vitesse d'une bobineuse ? Elle existe, pour les manœuvres du mandrin ou en cas de rupture de bande, mais en fonctionnement normal la bobineuse est contrôlée en couple. La régulation de traction agit donc sur les limitations du régulateur de vitesse.

Figure 4 : Vision fonctionnelle de la bobineuse

Si la précision sur la traction n'est pas très élevée +/- 1% de la traction maximale en régime stationnaire et +/- 5% dans les régimes transitoires, il n'est pas nécessaire d'utiliser un tractiomètre. Pour les précisions plus importantes un tractiomètre est nécessaire, du fait des pertes toujours difficiles à prévoir avec précision. A l'origine cette fonction était réalisée avec un rouleau déflecteur, coûteux et surtout assez lent, ce qui pénalisait la rapidité de la boucle de traction. Maintenant il existe sur le marché des solutions qui permettent d'atteindre des précisions de l'ordre de 0,2 % et qui ont des bandes passantes compatibles avec les exigences de laminage modernes.

L'inertie J, sur l'axe de la bobine, est facilement calculable, dès que R est connu.

$J_t = J_m$ (moteur ramenée sur l'axe de la bobine) + J_{mec} (mécanique sur l'axe de la bobine) + J_b (inertie de la bobine). $J_{t_b} = J_m + J_{mec} + J_b$ il s'agit de l'inertie totale ramenée à l'axe de la bobineuse. Si il existe un réducteur (ce qui est généralement le cas, entre moteur et bobine) on pose $n =$ Vitesse bobine/vitesse moteur. D'où $J_{tm} = J_{tb}.n^2$, J_{tm} est l'inertie totale ramenée au moteur.

$J_b = \frac{\pi \cdot \delta \cdot L}{32} \cdot (D^4 - D_{min}^4)$, δ est la masse volumique du produit laminé et L la largeur de bande. L'inertie

maximale, pour le diamètre D_{Max} est donnée par

$$J_{b_{Max}} = \frac{\pi \cdot \delta \cdot L}{32} \cdot (D_{Max}^4 - D_{min}^4)$$

Le système d'équations [1] permet d'écrire

$$T = f(t, C_m, V) :$$

$$T = \frac{1}{R} \cdot \frac{k \cdot R^2}{J} \cdot \frac{1 + \frac{\beta}{k} \cdot p}{p^2 + \frac{\beta \cdot R^2}{J} \cdot p + \frac{k \cdot R^2}{J}} \cdot C_m - \frac{J}{R^2} \cdot \frac{k \cdot R^2}{J} \cdot \frac{p \cdot (1 + \frac{\beta}{k} \cdot p)}{p^2 + \frac{\beta \cdot R^2}{J} \cdot p + \frac{k \cdot R^2}{J}} \cdot V \quad (2)$$

En posant $\omega_n = R \cdot \sqrt{\frac{k}{J}}$, $z = \frac{\beta \cdot R}{2 \cdot \sqrt{k \cdot J}}$ et $\omega_{af} = \frac{k}{\beta}$ on obtient :

$$T = \frac{1}{R} \cdot \omega_n^2 \cdot \frac{1 + \frac{p}{\omega_{af}}}{p^2 + 2 \cdot z \cdot \omega_n \cdot p + \omega_n^2} \cdot C_m - \frac{J}{R^2} \cdot \omega_n^2 \cdot \frac{p \cdot (1 + \frac{p}{\omega_{af}})}{p^2 + 2 \cdot z \cdot \omega_n \cdot p + \omega_n^2} \cdot V \quad (3)$$

Estimation des paramètres ω_n , z. Précédemment

nous avons défini $\beta = 175000 \text{ Ns/m}$ et $k = 70 \cdot 10^6 \text{ N/m}$, $\omega_{af} = 400 \text{ r/s}$.

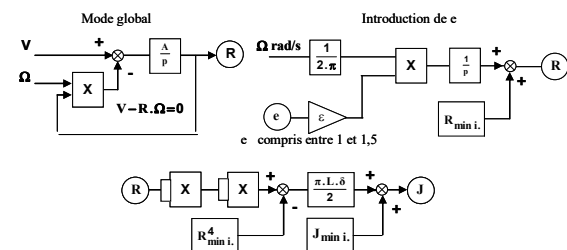


Figure 5 : Calculs élémentaires de R et J pour une simulation.

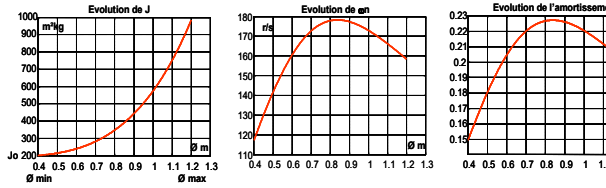


Figure 6 : Evolution de J, ωn et z pour une bobine d'acier avec une variation des diamètres dans un rapport 3.

$$\frac{T}{C_m} = \frac{1}{R} \cdot \omega_n^2 \cdot \frac{1 + \frac{p}{\omega_{af}}}{p^2 + 2 \cdot z \cdot \omega_n \cdot p + \omega_n^2} = \frac{1}{R} \cdot F(p)$$

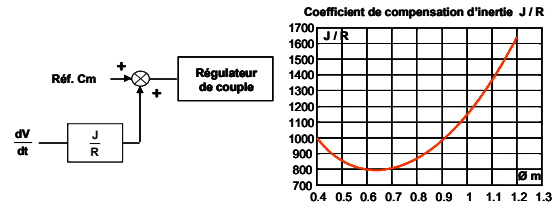


Figure 7 : Compensation d'inertie.

La relation (3) peut se mettre sous la forme suivante,

$$T = \frac{1}{R} \cdot \omega_n^2 \cdot \frac{1 + \frac{p}{\omega_{af}}}{p^2 + 2 \cdot z \cdot \omega_n \cdot p + \omega_n^2} \cdot \left(C_m - \frac{J \cdot p}{R} \cdot v \right)$$

Sous cette forme, le rôle de la compensation d'inertie est évident, quand la vitesse de bande varie, suite à une évolution de la vitesse de cage, il importe de maintenir la traction. D'où une évolution, a priori, du couple moteur en fonction de la dérivée de la vitesse de bande, et plus précisément de $\frac{J}{R}$ déjà

évoquée figure (4). La dérivée de la vitesse de bande peut être mesurée mais elle peut aussi avoir pour origine le contrôle de la cage.

La simulation globale de la figure (8) ne fait aucune hypothèse sur la régulation de couple, seules les performances sont précisées : en boucle fermée nous supposons que les performances sont équivalentes à un système du premier ordre dont la pulsation résiduelle est de 300 rd/s. La grandeur régulée est la traction.

La fonction de transfert en boucle ouverte est donc : $G_{bo} = \frac{A_0}{p} \cdot \frac{1}{1 + \frac{p}{300}} \cdot \frac{1}{R} \cdot F(p) \cdot \frac{1}{1 + \frac{p}{100}}$ on suppose un

tractionmètre avec de très bonnes performances dynamiques. Pour avoir des performances dynamiques constantes, le gain A_0 doit tenir compte de R d'où $A_0 = \alpha_0 \cdot R$. Ainsi, la fonction de transfert devient :

$$G_{bo} = \frac{\alpha_0}{p} \cdot \frac{1}{1 + \frac{p}{300}} \cdot F(p) \cdot \frac{1}{1 + \frac{p}{100}}$$

$$G_{bo} = \frac{\alpha_0}{p} \text{ pour } \omega < 50 \text{ rd/s compte tenu des différents filtres et de } \omega_n \dots$$

Il en découle la pulsation de coupure en boucle ouverte $\omega_{cbo} = \alpha_0$ on retient $\omega_{cbo} = 30 \text{ rd/s}$.

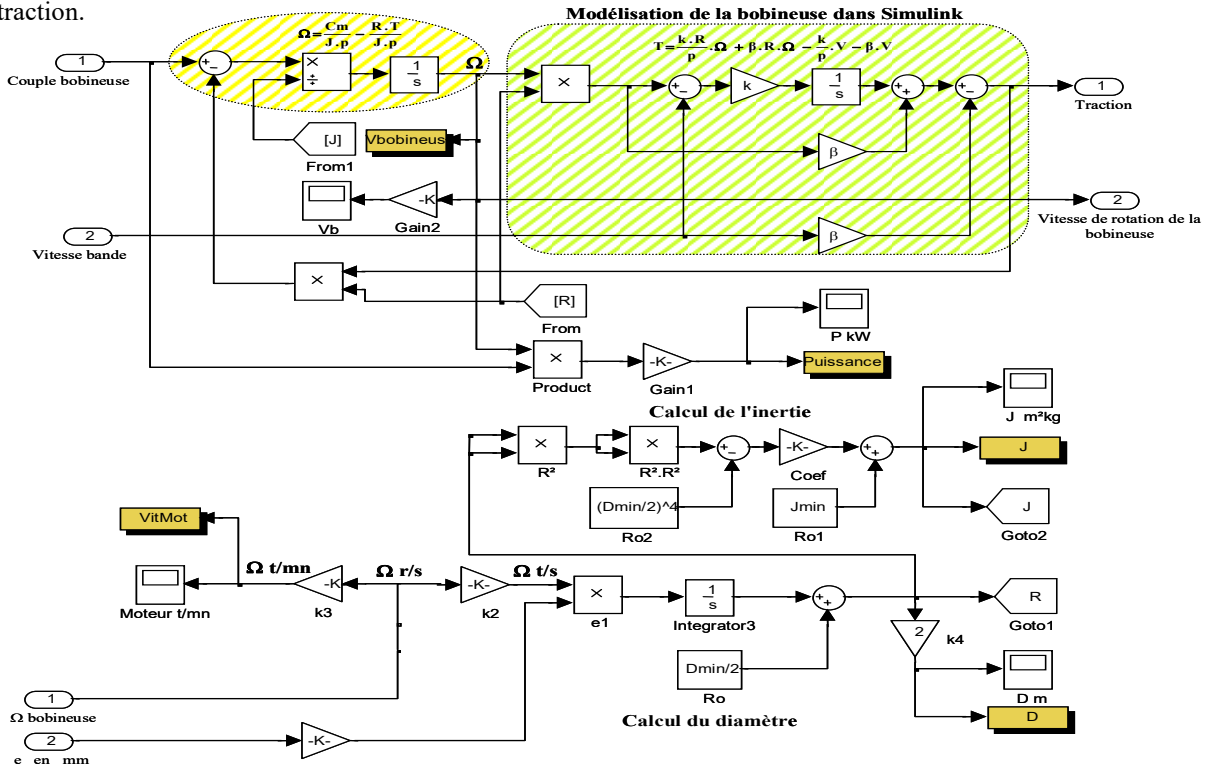


Figure 8 : Modélisation de la bobineuse avec SIMULINK

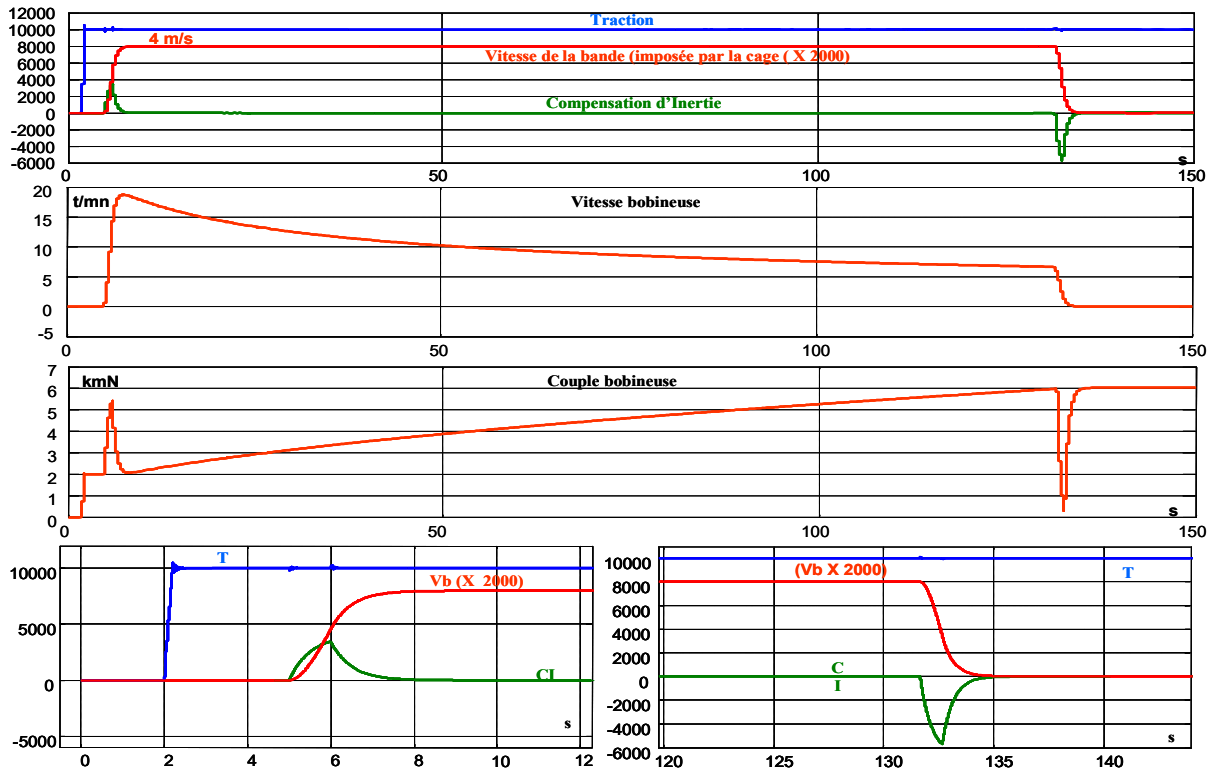


Figure 9 : Résultat des simulations réalisées avec le schéma de la figure (10).

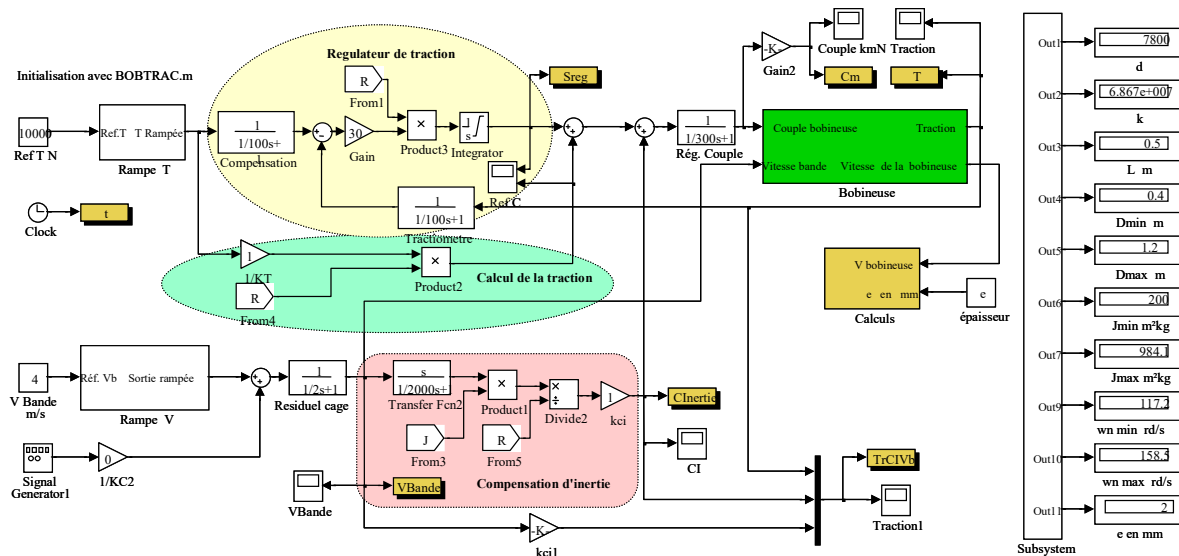


Figure 10 : Contrôle en traction d'une bobineuse.

La vitesse de la bande dépend des performances de la cage, en particulier au démarrage. Dans la simulation de la figure (9), nous avons choisi de mettre la bande en traction avant le démarrage de la bande. De même, quand la bande s'arrête, (diamètre maximal est atteint), la traction est maintenue. Ramenée au couple de la bobineuse, on peut constater l'extrême importance de la compensation d'inertie. Elle est plus importante à l'arrêt de bande, quand l'inertie de la bobine est la plus forte.

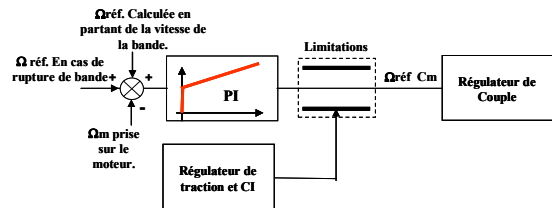


Figure 11 : Régulation de vitesse en cas de rupture de bande ou de manœuvres de la bobine.

En fonctionnement normal, la vitesse calculée en partant de la vitesse de la bande et la vitesse de la machine (avec le coefficient tenant compte du réducteur) sont identiques. Donc c'est la référence fixe supplémentaire, de faible valeur, qui est en référence du régulateur de vitesse. Comme la vitesse est imposée par la traction (la cage) le régulateur de vitesse est saturé, donc sa sortie est limitée par le bloc des saturations. Les limites du bloc des saturations sont alors pilotées par le contrôle de la traction. Le bloc des limitations est environné par un dispositif anti-saturation qui maintient la sortie de l'intégrateur, du PI vitesse, à la valeur de limitation. En cas de rupture de bande, La vitesse de bande est bien entendu nulle, ainsi que la vitesse de rotation de la bobine calculée en fonction de la vitesse de bande, il n'y a plus de traction, ce qui a pour conséquence une demande de traction très importante de la part du régulateur de traction.

Le régulateur vitesse n'a plus qu'une référence vitesse faible, mais suffisante, pour que les butées du bloc des limitations deviennent très grandes et laissent passer la référence couple, issues de la sortie du régulateur de vitesse.

Une bobineuse doit pouvoir fonctionner en régulation de vitesse, bien sûr en cas de rupture de bande, mais aussi pour l'engagement de la bande et diverses manœuvres d'entretien. Dans ces derniers cas un contrôle manuel du couple, indépendant de la traction, est aussi une nécessité.

Le détail du calcul du régulateur de couple n'est pas donné, il est classique (pour chaque type de machine), à noter la prise en compte automatique de l'inertie de la bobine, au moment de la rupture de la bande.

Historiquement c'est avec des machines à courant continu que les bobineuses étaient réalisées.

La relation $P = \text{Const.} = E.I = K.\Omega.\Phi.I$ suggère de maintenir I constant et de faire varier le flux Φ en sens inverse de la vitesse Ω . D'où une variation du flux proportionnelle à la variation de vitesse, globalement dans le rapport des diamètres de la bobine. L'évolution des diamètres est lente et donc compatible avec un contrôle du flux. D'un point de vue électrique ce contrôle à flux variable peut sembler optimal, en fait, ce n'est pas le cas si l'on prend en compte la commutation de la machine à faible flux et grande vitesse. D'où des machines avec des conceptions particulières et coûteuses. Cela dit, il existe deux moyens de contrôler le

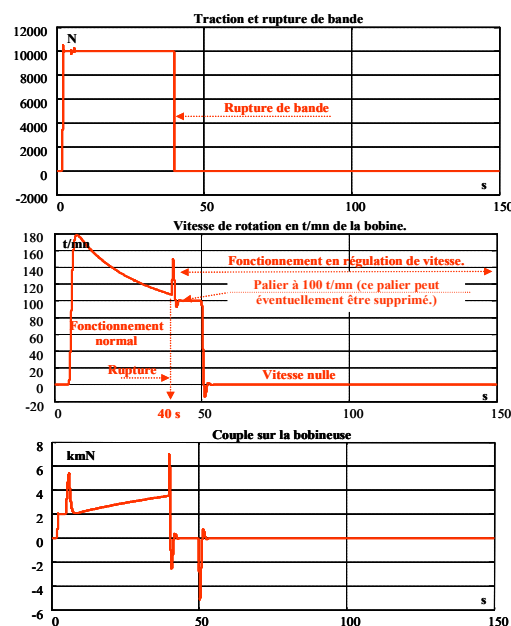


Figure 12 : Comportement en rupture de bande.

couple, le flux et courant d'induit, on a donc réduit la désexcitation en fonctionnant pour les vitesses élevées à flux variable et courant constant et pour faibles vitesses à flux constant et courant variable... De cette manière le rapport de défluxage est réduit, ce qui permet une meilleure optimisation de la machine.

Eventuellement, des moteurs à courant continu peuvent être mis sur un bus à courant continu s'ils sont alimentés par un simple hacheur réversible en courant, pour des fonctionnements uniquement enrouleuse ou dérouleuse il n'y a aucune difficulté. Mais là où il existe une lourdeur, c'est pour le changement de sens de rotation. Aujourd'hui, on utilise soit des machines asynchrones soit des machines synchrones.

Il doit être noté que la précision sur le couple n'est pas fondamentale dans cette application, le couple est une donnée interne, la précision est assurée par la régulation de traction et surtout par le tractiomètre. Ce qui permet d'envisager des machines asynchrones dont le contrôle du couple est relativement approximatif du fait de l'échauffement de la cage d'écureuil (il existe bien des algorithmes qui améliorent la précision du couple, mais ils demandent une connaissance parfaite de la machine). Mais la souplesse des machines asynchrones est réduite du fait que le couple maximal est proportionnel au carré du flux, donc le fonctionnement en désexcité est relativement limité, d'où la nécessité d'utiliser une solution mixte, flux

et courant, comme dans le cas des machines à courant continu. Donc, on peut faire fonctionner une bobineuse, avec un rapport des diamètres de 3 avec une machine asynchrone : à flux variable c'est limite, cela conduit à une machine un peu particulière, avec un courant de démarrage I_D relativement élevé.

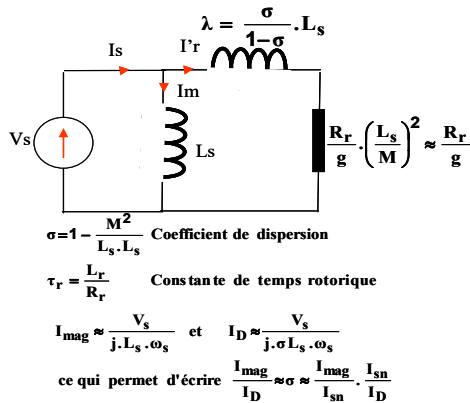


Figure 13 : Modèle de la machine asynchrone pris en compte. Schéma équivalent, ramené au stator avec les fuites localisées au rotor.

En partant de la figure (13), avec $I_{mag} = 30\%$ de I_{sn} (courant nominal statorique) nous obtenons :

$$\frac{I_D}{I_{sn}} \geq 2 \cdot S - \frac{I_{mag}}{I_{sn}} = 2 \cdot 3 - 0,3 = 5,7$$

S étant la souplesse définie par : $S = \frac{\omega_{sL}}{\omega_{sn}} \approx \frac{I_D}{I_{sn}} \cdot \frac{1+\sigma}{2}$

Si la stratégie à flux constant est utilisée aux vitesses élevées on réduit la plage de fonctionnement à flux variable et I_D peut tendre vers une valeur plus classique de l'ordre de 4, (mais la puissance de dimensionnement de la machine sera plus élevée)...

Pour des rapports des diamètres supérieurs à 3 ou éventuellement pour obtenir une bonne précision sur le couple (de l'ordre du pour cent), dans le but de ne pas utiliser de tractiomètre, la machine synchrone est incontournable. Pour un bon contrôle du couple les machines utilisées seront à pôles lisses pour limiter les effets des couples de saillance en $2 \cdot \delta$. Sur une machine synchrone le couple est de la forme $\vec{C} = k \cdot \vec{\phi} \wedge \vec{I}$ cela signifie que trois actions de réglage sont possibles, le flux, le courant et l'angle, ces trois moyens de réglage sont liés. Le contrôle de la machine est réalisé en maintenant le $\cos \phi$ égal à 1 (en alimentation de tension c'est possible, en alimentation de courant cela ne l'est pas), dans ces

conditions, $\text{tg } \delta = \frac{X_s \cdot I_s}{V_s}$, en d'autres termes $\text{tg } \delta$ est

égal à la réactance synchrone exprimée en pu, et $C = \frac{p}{\omega} \cdot P = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{V_s}{\omega} \cdot I_s$ (avec p, nombre de paires de pôles) expression identique à celle obtenue avec un machine à courant continu. La puissance peut être mise sous une forme favorable à l'appréciation de l'importance de l'angle interne :

$$P = \frac{3}{2} \cdot V_s \cdot I_s = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_s^2 \cdot \omega \cdot L_s \cdot I_s}{V_s \cdot \omega \cdot L_s} = \frac{3}{2} \cdot \text{tg } \delta \cdot \frac{V_s^2}{\omega \cdot L_s} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_s^2}{L_s} \cdot \frac{\text{tg } \delta}{\omega}$$

avec $V_s = \text{constante}$, le maintien de la puissance constante impose que $\text{tg } \delta = k \cdot \omega$.

Donc avec $\cos \phi = 1$ nous avons, $\frac{\text{tg } \delta_n}{\omega_n} = \frac{\text{tg } \delta_{\text{Max}}}{\omega_{\text{Max}}}$

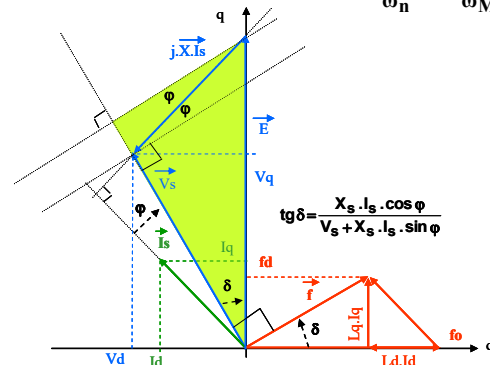


Figure 14 : Modélisation de la machine synchrone. Définition de l'angle interne δ .

Pour définir une machine qui doit pouvoir fonctionner à puissance constante dans un rapport $4 = \omega_{\text{Max}} / \omega_n$, on prend à la vitesse maximale $\delta_{\text{Max}} = 60^\circ$. D'où $\text{tg } \delta_n = 0,433$ et $\delta_n = 23,5^\circ$, figure (14). Pour obtenir une bonne dynamique au niveau des contrôles il est bien évident que la machine sera du type bagues et balais.

3. Fonctionnement de la cage.

La cage d'un laminoir à froid est un double actionneur. D'une part entraînement des cylindres qui ne présente pas de difficultés particulières, si ce n'est de bonnes performances dynamiques, c'est les cylindres qui imposent la vitesse de la bande, d'autre part, le serrage des cylindres...

Les moyens classiques de réglage de l'épaisseur de la tôle sortant du laminoir sont par ordre croissant d'efficacité :

- La modification de la vitesse.
- La modification de la traction.
- La modification du serrage.

La modification a une faible influence sur l'épaisseur, elle n'est en général pas retenue comme moyen de réglage.

La modification de la traction a une influence non négligeable sur l'épaisseur, mais l'amplitude possible d'une telle action est réduite à cause des problèmes liés à la stabilité de la bande dans la cage ainsi qu'à sa planéité. La plage de variation de la traction admissible permet de corriger des erreurs d'épaisseur inférieures à 1/100 mm.

Pour les erreurs supérieures on est dans l'obligation de modifier l'entrefer des cylindres par une action du système de serrage.

Type de serrage	Vitesse	Précision	Temps mort
Hydraulique	Rapide	Moyenne	0,03 s
Electrique	Moyenne	Très bonne	0,1 s

3.1. Régulation d'épaisseur.

La première idée qui vient à l'esprit quand on veut réaliser une régulation d'épaisseur est d'essayer de connaître l'erreur au moment où elle se produit : c'est-à-dire dans la cage de laminage. Or, il est généralement impossible d'installer un instrument de mesure à cet endroit.

Les variations de force dans la cage pourraient être utilisées, mais tous les laminoirs ne sont pas équipés de jauges de mesure de force.

En régime permanent (vitesse stable et absence de mouvement de serrage), les erreurs d'épaisseurs résiduelles en sortie sont dues presque exclusivement aux erreurs présentes à l'entrée (les variations créées par les faux ronds des cylindres ou par les fluctuations de traction produites par les faux ronds des bobines sont du deuxième ordre).

Comme un laminoir réversible comporte toujours une jauge de mesure de l'épaisseur de chaque côté de la cage de laminage, il est intéressant d'utiliser les signaux situés en amont du laminoir pour corriger avec anticipation les erreurs d'épaisseur déjà présentes avant le passage dans la cage. Avec la correction a priori du réglage du laminoir pour compenser les erreurs d'épaisseur présentes en amont on dispose d'un moyen puissant permettant d'obtenir de bonnes précisions en aval de la cage. Pour que le dispositif soit parfaitement efficace et ne produise pas les effets contraires à ceux recherchés, plusieurs conditions doivent être remplies.

- Une mémorisation des erreurs présentes en amont doit être faite dans des mémoires dont le décalage est lié à la progression de la bande dans le laminoir.

- Les actions de correction doivent être anticipées du temps de réponse des actions pour que la correction arrive quand la portion de tôle concernée arrive sous l'emprise des cylindres de la cage.
- L'amplitude des actions de correction doit être optimale. C'est surtout cette dernière condition qui est délicate à réaliser avec une régulation par action amont. Les calculs et les mesures faits sur les laminoirs montrent que les gains (rapport entre l'entrefer et l'épaisseur de sortie) peuvent varier dans un rapport de 1 à 3 suivant les conditions de laminage (métal recuit ou écroui après une dizaine de passes).

4. Alimentation électrique.

Dans le domaine de la variation de vitesse, les entraînements pour les laminoirs présentent la particularité d'être multiples et liés par le procédé. Le développement des alimentations en tension pour moteurs synchrones et asynchrones a assez rapidement suggéré aux concepteurs d'alimenter les moteurs avec un même appareil en partant d'une même source continue: les avantages sont nombreux :

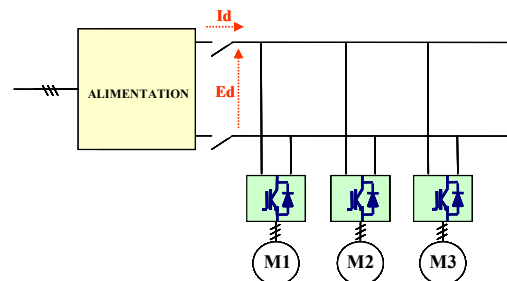


Figure 15 : Bus à courant continu.

- Échanges d'énergie sur l'alimentation continue, sans pollution du réseau.
- Réduction du dimensionnement de la conversion, côté réseau, du fait du foisonnement des puissances. Sur un laminoir à froid, l'enrouleuse a un comportement moteur et la dérouleuse un comportement générateur.
- Amélioration du facteur de puissance réseau. On peut imaginer une alimentation par un simple pont de diodes ou par un redresseur actif (MLI à IGBT).
- Réduction des variations de puissance réactive.

- Réduction de la sensibilité aux perturbations sur les réseaux.
- Possibilité de secourir l'alimentation continue, par un éventuel stockage d'énergie, limité, par exemple, à l'alimentation de l'ensemble pour finir la passe en cours, dans le cas d'un déclenchement du réseau alternatif.
- Filtres de dV/dt . Il s'agit d'un filtrage léger bien amorti pour ramener les dV/dt de commutation des IGBT de 4000 V/ μ s à environ 500 V/ μ s. De tels filtres n'ont aucune incidence sur le contrôle du couple.
- Inductances homopolaires.

5. Conclusions.

Dans certains cas la stabilité d'un bus continu n'est pas assurée. Le dimensionnement des différents condensateurs présents sur ledit bus résulte des harmoniques de courant et de l'ondulation sur la tension $\frac{\Delta E_d}{E_d}$ (l'ordre du %). Surtout avec une

alimentation réalisée par un pont de diodes, cette valeur « naturelle » peut s'avérer beaucoup trop faible pour avoir un amortissement convenable $z > 0,6$ d'où une augmentation de la valeur globale du condensateur de bus. Si l'alimentation est réalisée par un redresseur actif (thyristors ou IGBT) avec une régulation de courant (boucle interne) rapide (de l'ordre de 300 rad/s) il est possible que l'augmentation du condensateur ne soit pas nécessaire.

Ces petites difficultés ont pour origine l'alimentation d'une charge à puissance constante :

$$P = E_d \cdot I_d = \text{Const.} \rightarrow \frac{E_d}{I_d} = - \frac{\Delta E_d}{\Delta I_d}$$

On pourrait démontrer que l'incidence du dimensionnement du condensateur, dans le cas d'un redresseur commandé ayant une boucle courant avec un résiduel du premier ordre ω_i , est donnée par la formule qui suit :

$$C > \frac{4 \cdot P}{\omega_i \cdot E_d^2}$$

Cette condition doit être remplie, mais elle ne se substitue pas à celle qui fixe l'ondulation sur E_d .

La conception d'un bus à courant continu ne se limite pas à un dimensionnement électrotechnique et à une bonne stabilité. Dans les industries de la métallurgie et du papier, il existe des bus qui dépassent la centaine de mètres, il importe donc d'être très vigilant sur les aspects liés à la compatibilité électromagnétique. D'autre part, la protection des moteurs contre les dV/dt engendrés par les découpages (MLI) doit être prise en compte, ainsi que les courants dans les paliers (les paliers isolés ne sont généralement pas efficace pour les hautes fréquences). Il existe des solutions :

Il y a une trentaine d'années, 90% des fonctions de régulation qui viennent d'être décrites, en particulier au droit des bobineuses, étaient analogiques et implantées dans le contrôle des variateurs de vitesse, seuls les paramètres avaient pour origine les calculateurs. Aujourd'hui les variateurs sont standards, seule les régulations de couple et de vitesse (qui est exceptionnelle) sont implantées dans le contrôle du variateur de vitesse. La régulation de traction au sens large est faite dans les calculateurs de procédé qui donnent à chaque variateur de vitesse une référence couple.

Le but de cet article était de présenter sommairement une réalité industrielle prenant en compte des aspects électriques liés à un procédé, finalement assez générique, et une mécanique qui représente l'outil, la finalité étant le produit.

En électronique de puissance la modélisation des procédés est fondamentale, aussi bien pour le dimensionnement des actionneurs que pour le contrôle. La qualité du fonctionnement global repose souvent sur un dialogue entre mécaniciens et électriciens : pour connaître les constantes de temps et fréquences propres du système et parfois, face aux performances requises, à les faire évoluer pour mieux contrôler la mécanique entraînée.

Le terme électronique de puissance ne doit pas être limité à la conception des actionneurs, à la commutation des IGBT, ou autres interrupteurs, au dimensionnement des divers composants de puissance, il doit prendre en compte d'importantes notions d'automatique qui implicitement contiennent des aspects de modélisation.

Modélisation, optimisation par la commande d'un système innovant pour la propulsion navale

Mustapha DEBBOU, Maria PIETRZAK-DAVID

Université de Toulouse; INP ; UPS; LAPLACE (Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie); ENSEEIHT, 2 rue Charles Camichel, BP 7122, F-31071 Toulouse cedex 7, France. mustapha.debbou@laplace.univ-tlse.fr

Résumé : l'article présente la modélisation et la commande d'un système innovant destiné pour la propulsion navale. La structure proposée est architecturée autour d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) comme moteur de propulsion et d'une hélice à trois pales fixes et symétriques. La modélisation du processus de propulsion créée par cette association est étudiée. Des stratégies de commande de type linéaires et non linéaires sont appliquées pour piloter le système et les résultats obtenus sont donnés. Une évaluation de ces stratégies sous deux critères, à savoir, les pertes dans les convertisseurs de puissance et les bruits acoustiques et vibratoires a été réalisée. La propulsion navale comme tout système embarqué, possède des exigences en matière de qualité de service non seulement en termes de performances mais aussi de fiabilité et de disponibilité, l'utilisation de la machine à double alimentation dans un système de propulsion offre une redondance structurelle naturelle et analytique que nous avons exploité soit pour la commande soit pour la reconfiguration pour garantir un fonctionnement dégradé en cas d'une défaillance d'un élément du système proposé.

1. Introduction

A travers l'histoire de la construction navale, souvent, le défi fût dans la manière de construire le navire autour d'un système de propulsion fiable, robuste et à consommation optimale. C'est encore vrai avec les systèmes actuels où les grands acteurs de ce domaine veillent à l'amélioration des performances des architectures de propulsion. Dans les secteurs navals, civils ou militaires, un effort conséquent a été réalisé ces dernières années pour rendre les systèmes de propulsion moins lourds et moins encombrants. Ainsi, les navires intègrent de plus en plus de « solutions électriques ». Le navire tout électrique s'impose peu à peu comme une solution d'avenir et une finalité pour la plupart des armateurs.

Ce domaine a su profiter des progrès dans les domaines de l'électronique de puissance (avec les composants et les structures de puissance), de l'électronique de commande des calculateurs (DSP et FPGA) ainsi que de nouvelles structures de moteur de propulsion (moteur à flux transverse, moteur supraconducteurs...). La combinaison de toutes ces avancées a permis de concevoir des architectures de propulsion fiables, robustes, plus performantes et moins coûteuses.

Pour améliorer les systèmes d'entraînement des navires, les chercheurs et les industriels ont adopté deux démarches. L'une d'entre elle repose sur l'amélioration des structures des moteurs d'entraînements déjà

existantes [1]. L'autre démarche quant à elle, consiste à introduire de nouvelles topologies de machine et système de contrôle pour répondre aux contraintes imposées par la propulsion navale.

Ce travail de recherche s'inscrit dans cette seconde démarche et constitue un fruit de collaboration dans le cadre du projet MADA-SiC. La Direction Générale d'Armement (DGA) a souhaité expérimenter une solution novatrice avec l'emploi de **la machine asynchrone à double alimentation (MADA) comme machine de propulsion**, associée à des convertisseurs d'alimentation à base de carbure de silicium (SiC).

L'étude porte donc sur deux axes :

- Le premier axe est conceptuel et concerne la caractérisation comportementale des composants SiC, qui ne sont pas industrialisés à l'heure actuelle. Plusieurs programmes de recherche lancés par la DGA [2], ainsi que sur la réalisation et l'optimisation des étapes technologiques pour la fabrication de composants de puissance en carbure de silicium,
- L'innovation apportée dans le cadre de cette étude, est de mettre en œuvre une MADA à des fins de propulsion avec une répartition de puissance entre stator et rotor unitaire. Cette initiative répond à une exigence posée par la commande suite aux études menées au sein

laboratoire LAPLACE [3] et qui a suscité l'intérêt de la DGA vers ce type de machine.

Si l'utilisation de la machine asynchrone à double alimentation est très abondante dans la littérature et surtout dans le domaine de la conversion d'énergie, un intérêt particulier a été attribué au fonctionnement au moteur pour les raisons suivantes [4] :

- Plus de degré de liberté,
- Une plus grande souplesse de fonctionnement,
- Possibilité de répartition de puissance active,
- Possibilité de fonctionnement en mode dégradé.

La machine asynchrone à double alimentation de par sa structure et les lois de commande qui lui sont appliquées a les possibilités de répondre aux contraintes sévères imposées par le cahier de charge naval.

2. Modélisation du système de propulsion

Le système proposé étudié est présenté dans la figure 1, il est principalement constitué de :

- Une machine asynchrone à double alimentation,
- Un autotransformateur entre le réseau et le redresseur du côté rotorique afin de bien respecter le niveau de tension,
- Deux redresseurs et deux onduleurs de tension à bus séparés en présentant les grandes étapes et les principaux résultats,
- Un réseau alternatif,
- Une hélice à trois pales fixes et symétriques.

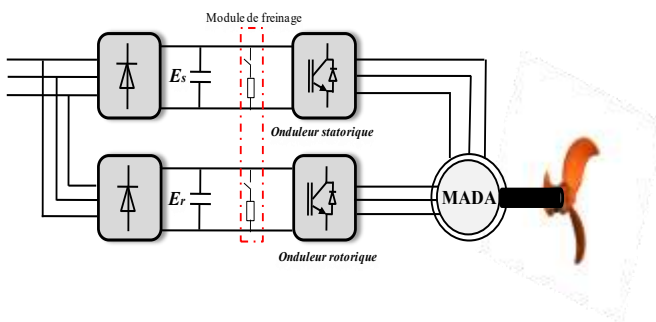


Fig. 1: Structure d'un coupleur monolithique à échelle.

La modélisation du propulseur passe par la modélisation de chaque partie le constituant.

2.1 Modélisation de la MADA

La modélisation de la machine asynchrone à double alimentation est reportée dans [3], nous préférons

focaliser l'étude sur la modélisation hydrodynamique et des phénomènes impactant la rotation de l'hélice.

2.2 Modélisation hydrodynamique de base

Il constitue le modèle de base des propulseurs, il représente une modélisation partielle de l'hélice et qui est généralement intégrée dans des modèles plus complexes et prenant en compte des phénomènes se déroulant autour de l'hélice, d'où le nom de base.

2.2.1 Modèle du régime permanent

Ce modèle découle de la relation hydrodynamique de base, introduite par Whitcomb et Yoerger [5], la poussée T et couple résistant Q peuvent s'exprimer comme suit :

$$\begin{aligned} T &= \lambda_T \Omega |\Omega| \\ Q &= \lambda_Q \Omega |\Omega| \end{aligned} \quad (1)$$

Le principe de ce modèle est montré dans la figure 3.

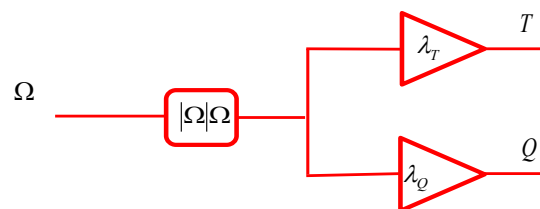


Fig. 2: Schéma de Principe du modèle de régime permanent.

L'obtention des coefficients de poussée λ_T et de couple hydrodynamique λ_Q passe par une série d'essai en eau statique (pas de courant marin) pour plusieurs valeurs de Ω . L'hélice doit être émergée et doit être en charge. La mesure de T se fait à l'aide d'un capteur de force tandis que Q se mesure avec un couple mètre.

Le principal inconvénient de ce modèle est qu'il ne modélise absolument pas les régimes transitoires, et qu'il ne prend en considération la vitesse ambiante relative à l'eau.

2.2.2 Modèle de l'aile portante

Le principe du modèle de l'aile portante pour une hélice marine est de la ramener à une hélice aérodynamique émergée dans l'eau, lorsqu'elle tourne elle est caractérisée par une force de portance et une force de traînée (voir la figure 3).

$$\begin{aligned} T &= L \cos(\theta) - D \sin(\theta) \\ Q &= 0.7rL \sin(\theta) + D \cos(\theta) \end{aligned} \quad (2)$$

Où L et D sont les caractéristiques de la portance et de traînée, ce sont des coefficients dépendant principalement de l'angle d'attaque.

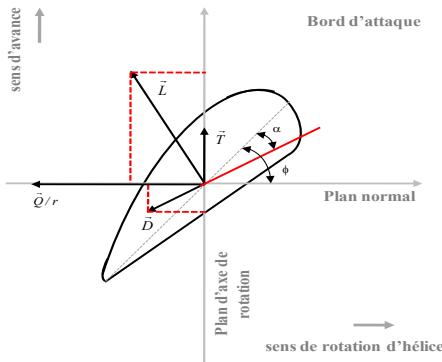


Fig. 3: Schéma de principe du modèle de l'aile portante.

3. Stratégies de commande et leurs évaluations

La modélisation de la machine asynchrone à double alimentation et le couple de charge hydrodynamique a été évoquée précédemment. Il est à rappeler que la nature même du couple de charge conditionne largement le choix de la loi de commande à appliquer, alors, des commandes linéaires et non linéaires ont été développées et validées dans l'environnement *SABER* sur un cycle de fonctionnement typique de la propulsion navale, les résultats sont donnés ci-dessous.

3.1 Commandes linéaires

La loi linéaire appliquée est une commande vectorielle à orientation du flux dont certaines polémiques donnent la paternité à Blondel. Les premiers développements théoriques de la méthode d'orientation du flux reviennent à Blaschke au début des années 70, mais ses applications n'ont vu le jour que par les travaux de Léonard dix ans plus tard [6].

La commande vectorielle se base sur le choix d'un repère de référence. Dans le cadre de ce travail, nous avons opté pour l'orientation de l'axe d suivant le flux statorique, par conséquent, on obtient :

$$\phi_s = \phi_{sd} = \phi_{sn} \quad (3)$$

Le principe de la commande vectorielle associée au modèle du régime permanent de l'hélice est illustré dans la figure 4.

L'analyse des résultats illustrés dans la figure 5 montre que la vitesse mesurée suit bien la consigne calculée à partir du modèle du propulseur étudié, il vient ensuite de noter la bonne régulation des flux sur les deux axes (d , q) de la machine comme la montre les figures 5.c et 5.d.

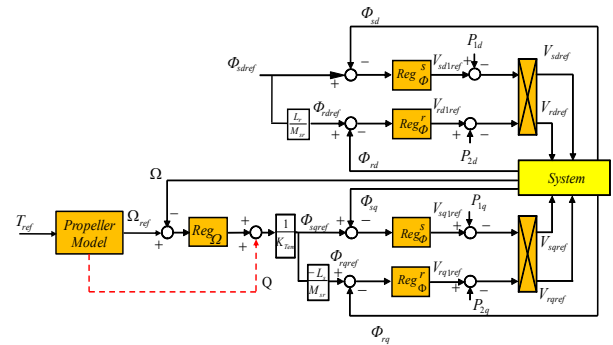


Fig. 4: Schéma de principe du modèle de l'aile portante.

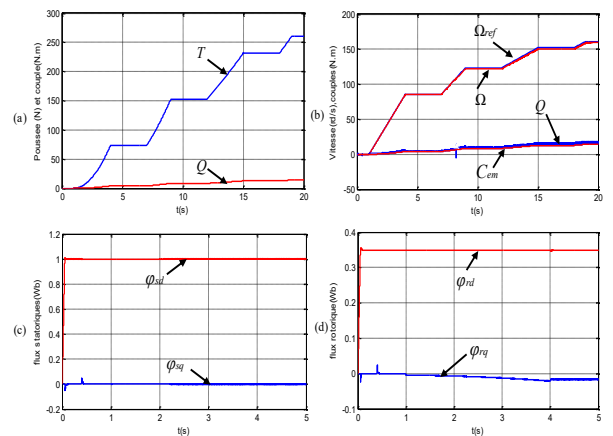


Fig. 5: Schéma de principe du modèle de l'aile portante.

3.2 Commande non linéaire

Deux stratégies de type à structures variables ont été développées et appliquées sur la commande de la machine asynchrone à double alimentation. Il s'agit principalement de la commande par mode de glissement, puis la commande dite directe du couple.

Dans ce papier, seule la commande par mode de glissement a été retenue pour être présentée parmi les commandes non linéaires.

3.2.1 Commande par mode de glissement

Les premiers travaux sur la commande par mode de glissement ont vu le jour en 1964 par Fillipov, puis appliquée au contrôle des systèmes par Utkin en 1977 (URSS) [7], avant d'être mise en œuvre sur des systèmes rapides au milieu des années 90.

Le principe fondamental de cette stratégie consiste à modifier la structure d'asservissement de manière à glisser sur une surface de glissement bien définie d'où le nom de **mode de glissement**. L'intérêt porté à cette commande est dû au fait qu'elle soit robuste à la variation des paramètres de la machine (comparé à la commande linéaire) et qu'elle a une fréquence de découpage fixe puisqu'elle fait intervenir des modulateurs de type MLI.

Le principe de la régulation pour le mode mécanique est donné dans la figure 6. Il est très similaire à celui de la commande vectorielle, sauf que les régulateurs *PI* sont remplacés par des régulateurs de type glissants.

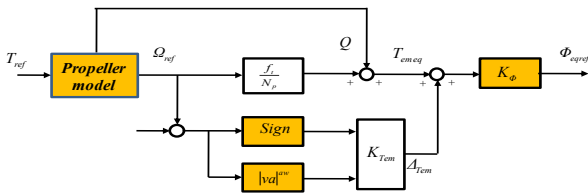


Fig. 6: La commande par mode de glissement pour le mode mécanique.

Les résultats de simulation obtenus sont illustrés dans la figure 6. L'analyse de ces derniers atteste de la bonne régulation de la vitesse de rotation de l'arbre de la machine et des flux statoriques et rotoriques.

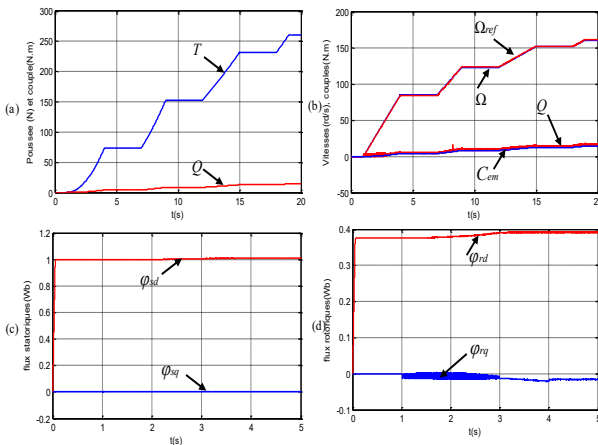


Fig. 7: Résultats de simulation sous SABER de la commande par mode de glissement.

3.3 Evaluation des stratégies de commande

L'objectif visé dans cette section est d'évaluer l'influence des méthodes de commande appliquées et les modulateurs introduits (figure 8) sur les pertes d'onduleur et les bruits acoustiques et vibratoires engendrés.

3.3.1 Estimation des pertes dans le convertisseur

Une première étude analytique a été menée pour calculer les pertes dans les composants de puissance. On évalue ces pertes pour des phases choisies du cycle de fonctionnement pour chaque stratégie de commande appliquée.

Les pertes dans l'onduleur ont deux origines : les pertes par conduction et les pertes par commutation :

$$P_{tot} = P_{con} + P_{comm} \quad (4)$$

Où P_{tot} : pertes totales dans l'onduleur, P_{con} Pertes en conduction, P_{comm} Pertes en commutation.

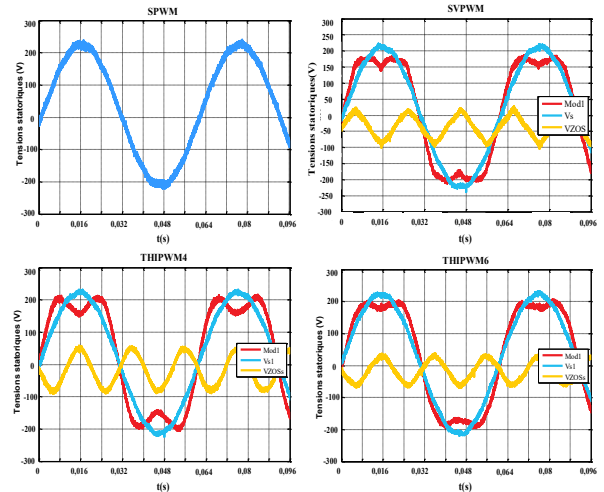


Fig. 8: Exemple des modulateurs associés aux lois de contrôle.

Tableau 1. Comparaison des pertes pour une phase de croisière des stratégies de commande appliquées.

	Commande vectorielle(%)	Commande par mode de glissement(%)
SPWM	12.26	5.40
SVPWM	12.25	5.41
THIPWM4	12.23	5.41
THIPWM6	12.25	5.41
DPWMIN	1.22	0.7
DPWMAX	14.28	5.29
DPWM0	11.42	5.19
DPWM1	11.34	5.20
DPWM2	11.41	5.06
DPWM3	11.20	5.20

Comparer est toujours une tâche délicate, avec les conditions de simulation égales, il ressort de cette études que :

- Les modulations de type DPWM apportent un grand intérêt pour la réduction des pertes dans les convertisseurs,
- La modulation de type DPWMIN associée à la commande par mode de glissement offre la commande optimale en termes de perte énergétique dans les zones choisies.

3.3.2 Etudes des bruits acoustiques et vibratoires

La propulsion électrique représente un atout majeur pour les navires en termes de réduction du bruit acoustique et vibratoire, que ce soit pour le civil, où le confort du voyageur est directement lié à cet aspect, ou pour les militaires dont la discrétion acoustique constitue un critère vital et prioritaire.

Le bruit d'un système de propulsion navale est bien d'une part le bruit que rayonnent les hélices dont la

rotation crée de la cavitation du fait des dépressions induites sur les faces des pales, auquel les militaires attachent beaucoup d'importance (problème de détection et de discrétion), et d'autre part le bruit à bord produit par les installations (système de propulsion et machine et machines auxiliaires). Pour la deuxième partie, un domaine de propulsion où nous nous situons, et pour la partie qui nous concerne, les bruits acoustiques sont pris en compte lors la phase de conception du moteur de propulsion ainsi que la commande qui lui est associé.

L'étude qui va suivre concerne un problème de bruit acoustique qui peut vite devenir inacceptable et qui apparaît lors d'une association « Onduleur-machine ».

Le bruit électromagnétique est d'origine magnétique peut être défini comme le bruit audible généré par les forces magnétiques présentes dans la machine, ces dernières étant elles-mêmes produites par des courants : il a donc la propriété de cesser lorsqu'elle alimentation est coupée [8].

De façon simple, le bruit acoustique dans une machine est dû aux vibrations mécaniques de la structure du moteur (principalement le stator, la plaque de base, la carcasse), mais aussi aux vibrations acoustiques (turbulences de l'air) produites par le mouvement du rotor.

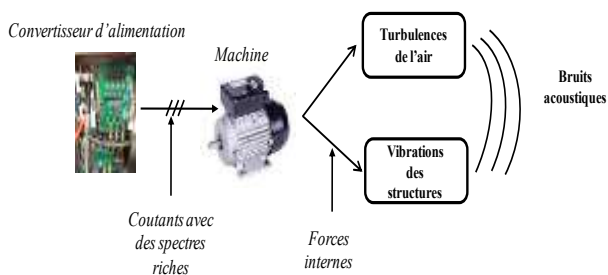


Fig. 9: Principe de la génération des bruits vibratoires et acoustiques.

Une analyse des différentes stratégies (linéaires et non linéaires) associées aux différents modulateurs (SPWM, SVPWM, THIPWM, DPWM) décrites dans ce papier a montré que les spectres de courant sont chargés en harmonique d'où un bruit acoustique monochromatique assez désagréable. La MLI déterministe a été introduite dans l'objectif de réduire les bruits acoustiques et vibratoires, avec une originalité qui consiste à faire varier la fréquence de commutation d'une manière sinusoïdale, afin d'étaler le spectre et de réduire les raies d'amplitudes élevées comme le montre la figure 10.

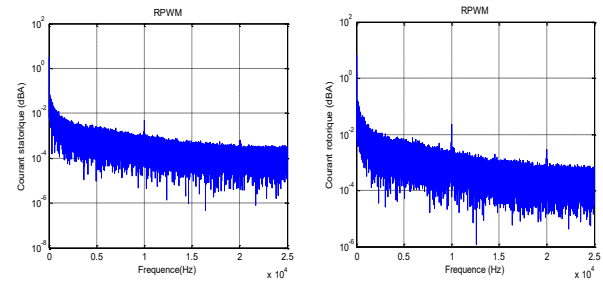


Fig. 10 Spectres des courants pour la MLI déterministe.

4. Un système innovant à tolérance de pannes

Alimentation constitue une solution novatrice vue les degrés de liberté qu'offre de ce type de structure. En effet, ce système comme tous systèmes conçus pour ces types d'applications doit assurer et garantir une continuité de service à l'apparition de défauts au sein des constituants du système. Ainsi, deux types de défaillances ont été considérés dans nos travaux, le premier concerne un défaut au niveau des semi-conducteurs de puissances et le second concerne le défaut du capteur de vitesse/position.

4.1 Défaut semi-conducteurs de puissance

Le développement constant de nouvelles applications embarquées dans le domaine des transports placent l'électronique de puissance dans des conditions de fonctionnement toujours plus sévère. Malgré une nette évolution de leurs performances électrique et thermiques ces dernières années, les composants et modules de puissances restent et resteront indéniablement parmi les éléments les plus fragiles du système de conversion. De ce fait, des études de fiabilités ont été conduites.

Un défaut de court-circuit des semi-conducteurs de puissance est une des situations les plus contraignantes dans un circuit puisqu'il peut entraîner une défaillance des dispositifs si des dispositions appropriées pour la protection de ces derniers ne sont pas adoptées. Lors de ce type de défaut, un courant très important parcourt le composant alors qu'il existe la pleine tension à ses bornes. Un défaut de court-circuit d'un interrupteur introduit une couple pulsatoire qui peut être très dangereux sur la machine [9], d'où la nécessité de proposer une solution en cas de cette défaillance mais tenant en compte de l'aspect embarqué de l'application.

Une solution est introduite dans un contexte de défaut court-circuit, la méthode repose sur l'utilisation de l'interrupteur (voir figure 11) défaillant et les degrés de liberté offerts par la MADA par sa double alimentation pour assurer une reconfiguration de la machine asynchrone à double alimentation en une machine asynchrone classique dans l'objectif d'assurer une continuité de service.

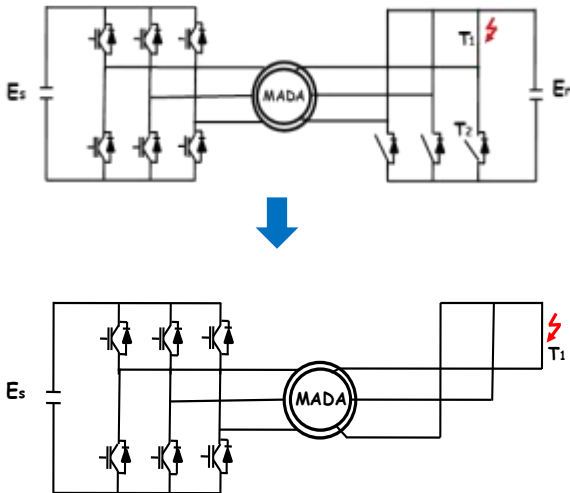


Fig. 11: Reconfiguration de la machine à double alimentation vers une machine à cage.

Ci-dessous les résultats de simulation de la proposition de reconfiguration proposée illustrés dans la figure 12.

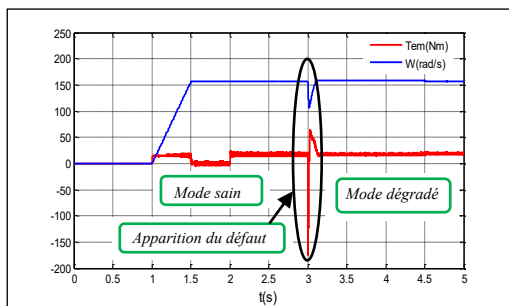


Fig. 12: Continuité de service sous un défaut court-circuit d'interrupteur de puissance.

La figure 12 montre qu'avec l'apparition du défaut à l'instant $t=3s$, on remarque un transitoire qui s'établit, mais après reconfiguration de la structure et la commande adéquate, la continuité de service est observée.

4.2 Défaut capteur vitesse/position

La méthode utilisée propose d'exprimer les quatre composantes du vecteur courant rotorique, ce qui permet de définir une relation entre eux permettant de générer la position du rotor de la machine.

Les courants rotoriques liés au repère $(\alpha_r\beta_r)$, sont exprimés en fonction des courants mesurés en appliquant la transformée (123- $\alpha\beta$).

$$\begin{aligned} i_{rar} &= \sqrt{3/2} \cdot i_{r1} \\ i_{r\beta r} &= \sqrt{2/2} \cdot i_{r1} + \sqrt{2} \cdot i_{r2} \end{aligned} \quad (5)$$

Les composantes dans le repère $(\alpha_s\beta_s)$ s'expriment en fonction du flux et courants statoriques, nous aurons

$$\begin{cases} i_{r\alpha_s} = \frac{\hat{\Phi}_{s\alpha_s} - L_s \cdot i_{s\alpha_s}}{M_{sr}} \\ i_{r\beta_s} = \frac{\hat{\Phi}_{s\beta_s} - L_s \cdot i_{s\beta_s}}{M_{sr}} \end{cases} \quad (6)$$

L'expression de la position est ainsi déduite comme montrée dans (6) :

$$\theta_o = \tan^{-1} \left(\frac{i_{r\beta_s} \cdot i_{r\alpha_r} - i_{r\beta_r} \cdot i_{r\alpha_s}}{i_{r\alpha_s} \cdot i_{r\alpha_r} + i_{r\beta_r} \cdot i_{r\beta_s}} \right) \quad (7)$$

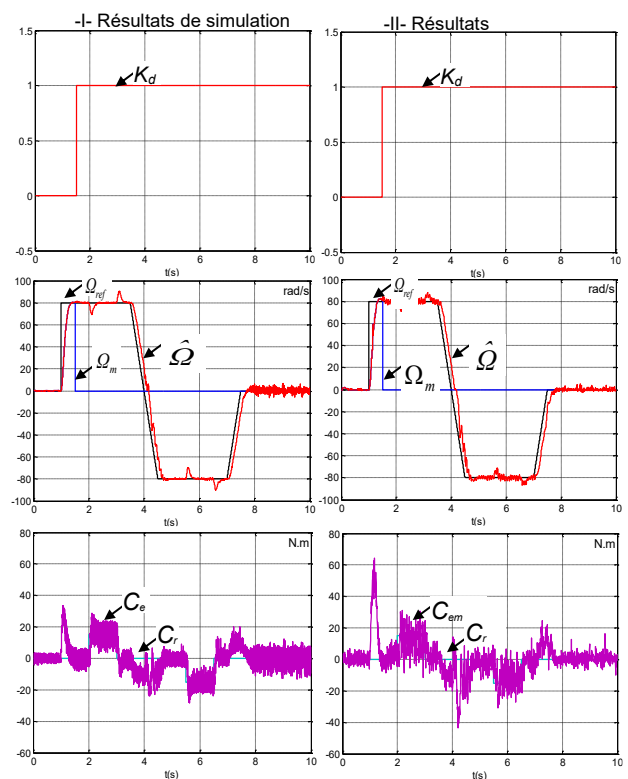


Fig. 13: Continuité de service sous un défaut de capteur de vitesse/position.

La figure 13 montre les résultats de l'utilisation de l'estimateur de vitesse/position introduit dans nos travaux de recherche. L'analyse de ces courbes montre que même avec la défaillance du capteur mécanique (à l'instant $t=1.5s$) l'estimateur analytique assure la continuité de service en introduisant l'information position /vitesse nécessaire à la régulation, le système garde ses performances d'avant le défaut.

5. Validation Expérimentale

Le banc expérimental qui sert à valider expérimentalement le comportement du système étudié est illustré dans la figure 13. Il est principalement constitué de :

- Une MADA de puissance 4kW,
- Une Machine à Courant Continu (MCC)
- Un autotransformateur
- Une carte de contrôle composée d'un DSP de chez TEXAS INSTRUMENT (TMS320C6711) et d'un FPGA de chez ALTERA (EP1K 100 QC 208-2).



Fig. 14: Photo du banc expérimental.

6. Conclusion

L'introduction de la MADA dans les systèmes de propulsion offre une alternative intéressante et constitue une solution innovante pour ce type d'architecture.

Une modélisation fine de la machine et de sa charge a été élaborée, des commandes linéaires et non linéaires sont appliquées et les résultats obtenus en simulation avec SABER et en expérimentation en utilisant le banc expérimental montrent le fonctionnement correct du système. Une comparaison a été effectuée sous deux contraintes : pertes dans les convertisseurs et les bruits acoustiques et vibratoires.

La fiabilité représente un aspect inhérent à certaines applications telles que l'aéronautique et le spatial. La marine ne dérogeant pas à la règle, nous avons veillé à la prise en compte de cet aspect dans le système proposé. En effet, deux types de défauts ont été considérés, à savoir, un défaut d'un interrupteur de puissance être une défaillance du capteur de vitesse/position.

7. Références

- [1] R. LATEB, « Modélisation des machines asynchrone et synchrone à aimants avec prise en compte des harmoniques des espaces et de temps », Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, (2006).
- [2] P. BROSSELDARD, « Conception, Réalisation et Caractérisation d'interrupteurs (thyristors et JFETs) haute tension (5kV) en carbure de silicium », Thèse de l'Institut National des sciences appliquées de Lyon, (2006).
- [3] F. BONNET, "Contribution à l'Optimisation de la Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation utilisée en mode Moteur", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, (2008).
- [4] P. M. Abdellatif, M. Debbou, I. Slama-Belkhouja et M. Pietrzak-David, "Simple Low-Speed Sensorless Dual DTC for Double Fed Induction Machine Drive", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 61, pp. 3915-3922, (2014).
- [5] L. Whitcomb, D. Yoeger, "Development, comparaison, and preliminary experimental validation of non-linear dynamic truster models", *IEEE Journal of Oceanic engineering*, pp. 481-494, (1999).
- [6] G. GRELLET et G. CLERC, "Actionneurs Electriques, Principe-Modèles-Commande", Paris: collection Electrotechnique, éditions Eyrolles, (1997) .
- [7] I.V. Utkin, "Variable structure systems with sliding mode", *IEEE Trans on auto Control.* 212-222, (1997).
- [8] G. J. L. BESNERAIS, V. LANFRANCHI, M. HECQUET et P. BROCHET, «Bruit audible d'origine magnétique dans les machines asynchrones», *Technique de l'ingenieur*,D3580, (2008).
- [9] M. Debbou, M. Pietrzak-David, Novel tolerant fault DFIM drive for naval propulsion", 39th Annual Conference of the IEEE, IECON, pp. 3006-3011, (2013).

Stratégie de commande par défluxage d'une machine pentaphasée à aimants permanents en mode dégradé pour des applications hydroliennes

Ousmane FALL

Jeumont-Electric, Institut de Recherche de l'Ecole Navale, L2EP Adresse de correspondance : Ecole Navale et Groupe des écoles du Poulmic CC 600-29240 Brest, France

ousmane.fall@ecole-navale.fr

Résumé : Le travail présenté dans cet article a pour objectif d'identifier une stratégie contrôle pertinente pour une génératrice synchrone à aimant permanent (MSAP) pentaphasée utilisée dans un système hydrolien. En effet une étude préalable du site permet le choix de l'ensemble convertisseur-machine capable d'extraire de façon optimale cette énergie disponible. Il s'agit dans ce cas, pour chaque vitesse de l'hélice, d'appliquer une commande telle que la machine puisse produire le maximum de puissance dans la mesure des tolérances du convertisseur, en termes de tension du bus continu et de courant maximal par interrupteur. En outre, le système doit être en mesure de fonctionner en mode dégradé avec des performances assez satisfaisantes. En effet, il est particulièrement difficile d'accéder à ces systèmes et on souhaite ainsi pouvoir continuer à fonctionner en présence de défaut dans l'attente d'une opération de maintenance. Dans cette étude, la machine synchrone est considérée comme à FEM sinusoïdale, on cherche alors à contrôler le champ tournant principal et son déphasage par rapport au flux rotorique en mode de défaut de type ouverture de phase. Ceci nous permet d'obtenir un couple constant en régime permanent. La prise en compte des limites en courant et en tension liées au convertisseur nous amène à réduire le couple à partir d'une certaine vitesse par défluxage de la machine. On peut ainsi tracer les caractéristiques couple/vitesse en mode de défaut. Cette procédure permettra dans les travaux futurs de fixer des contraintes de conception pour la génératrice polyphasée.

1-Introduction

Les courants marins découlent des marées. Celles-ci sont liées aux positions relatives des astres essentiellement et sont donc au premier ordre, prévisibles [1] [2]. Les mouvements d'eau relatifs aux marées provoquent des courants importants dans des sites localisés en certains endroits de l'océan (en générale dans des détroits ou près des pointes). En France un certain nombre de sites ont ainsi été identifiés (Raz de Sein, passe du Fromveur, Raz Blanchard) comme particulièrement attractifs et présentent des courants qui peuvent excéder 2m/s [1] [2].

L'énergie hydrolienne qui découle de la transformation de l'énergie cinétique de ces courants, en énergie électrique, par l'intermédiaire des hydroliennes, est à l'heure actuelle, l'une des perspectives de la production d'électricité face à la pollution et à la raréfaction des ressources non renouvelables. La mise en place d'une installation hydrolienne nécessite une étude préalable du site pour en évaluer ses potentialités et son aptitude à rentabiliser l'investissement envisagé [2]. Dans ce cadre, l'utilisation d'une MSAP avec un convertisseur à IGBT associée en entraînement direct à une turbine à pas fixe peut s'avérer un choix intéressant en termes de compromis coût/robustesse. Cette structure de conversion est illustrée sur la figure 3. Cette solution impose cependant, afin d'appliquer une stratégie d'extraction optimale avec limitation de puissance de pouvoir suivre une caractéristique couple vitesse particulière [3].

Cette caractéristique comprend un mode de survitesse de type défluxage sur une large plage de fonctionnement [3].

C'est pourquoi il semble intéressant de concevoir un ensemble convertisseur/machine électrique polyphasée de façon à rentabiliser au mieux, en mode sain et dégradé, l'énergie électrique produite dans un site hydrolien. L'utilisation d'un système polyphasé permet en effet d'augmenter les performances et de mieux fonctionner de manière durable en mode dégradé, car il est très difficile d'intervenir rapidement sur des sites isolés en mer et sous-marins.

On s'est intéressé dans un premier temps à une machine pentaphasée, que l'on exploite en mode sain et en mode dégradé (défaut de type déconnexion de phase). Dans cet article, une machine à forces électromotrices sinusoïdales est considérée en mode dégradé.

Au niveau des modes dégradés de type phase ouverte, des méthodes qui consistent à modifier les courants dans les phases encore actives d'une machine polyphasée ont été développées [4] [5] [6] [7] [8]. L'originalité de notre travail consiste à intégrer une orientation du flux de réaction d'induit de façon à s'opposer au flux des aimants, pour ainsi respecter en survitesse, la contrainte en tension du convertisseur (mode de défluxage en survitesse).

Les travaux présentés permettent ainsi de déduire en mode sain et dégradé, les caractéristiques couple/vitesse d'un ensemble convertisseur/machine pentaphasée en fonction des paramètres électriques de la machine et du convertisseur. Ces paramètres électriques vont découler directement de la structure et des dimensions de la génératrice. Ces travaux préliminaires permettront donc d'identifier les performances du système hydrolien pour chaque dimensionnement d'une génératrice hydrolienne pour un site donné lors de travaux futurs. Ils permettront d'identifier ainsi des critères de fonctionnement en mode sain et dégradé qui feront partie des objectifs à atteindre pour le dimensionnement d'une génératrice polyphasée pour hydrolienne.

2-Rappels sur le formalisme multi-machine [4]

Pour modéliser la machine, on prendra les hypothèses suivantes :

- Les cinq phases sont identiques et décalées d'un angle de $2\pi / 5$ électrique.
- La saturation magnétique n'est pas prise en compte sur la forme des forces électromotrices.
- Les phénomènes de saturation et de variation de réluctance du circuit magnétique sont négligés.

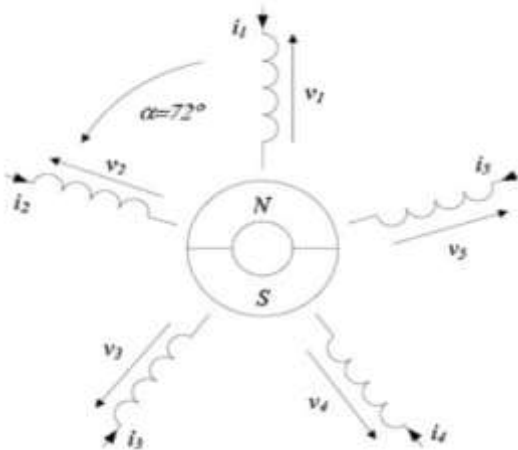


Figure 1: Représentation symbolique d'une machine synchrone bipolaire pentaphasée [4]

La modélisation de la machine dans la base naturelle (base des grandeurs relatives aux phases a à e) ne permet pas une élaboration aisée du système de contrôle, du fait du couplage magnétique entre les enroulements. C'est la raison pour laquelle elle est modélisée dans une base où il y a un découplage magnétique entre les phases (Transformations de Concordia suivi de Park). Ceci revient à diagonaliser la matrice inductance et à identifier les valeurs propres et les vecteurs propres associés. Le fait que la matrice inductance soit symétrique et circulante, nous emmène à exhiber deux valeurs propres d'ordre deux à deux et une valeur propre d'ordre 1. Ce qui nous emmène à identifier trois espaces propres dont deux de dimension deux et une de dimension 1. Le formalisme multimachine permet de considérer la machine comme deux machines biphasées fictives (primaire et secondaire)

et une machine fictive homopolaire, qui sont magnétiquement découplées mais mécaniquement couplées sur le même arbre, comme le montre le schéma de la figure 2 [4] [9].

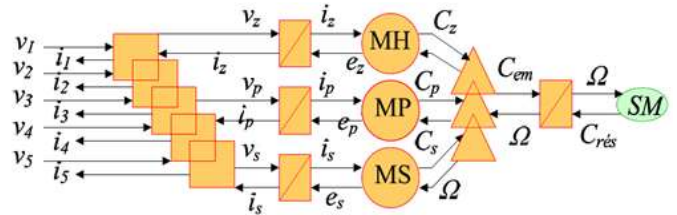


Figure 2: Représentation SMM d'une machine pentaphasée d'après [4] et [9]

Les différentes grandeurs caractéristiques des machines fictives (courants, tensions, flux, FEM,...) sont obtenues par projection des différents vecteurs associés à la machine réelle dans les sous-espaces associés à chaque machine fictive.

La projection des harmoniques sur ces vecteurs nous montre que la machine homopolaire est affectée par les harmoniques multiples de cinq (nombre de phases), la machine principale est principalement affectée par le fondamental et la machine secondaire est, elle principalement affectée par l'harmonique 3.

NB : Dans le cas où les phases sont couplées, la machine homopolaire est « inactive ». C'est ce que l'on supposera par la suite.

Le passage de la base naturelle à la base fictive se fait par l'intermédiaire de la matrice de Concordia, qui assure le découplage des phases.

$$\begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \\ Xd \\ Xe \end{bmatrix} = [T]^* \begin{bmatrix} X0 \\ X\alpha1 \\ X\beta1 \\ X\alpha3 \\ X\beta3 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} X0 \\ X\alpha1 \\ X\beta1 \\ X\alpha3 \\ X\beta3 \end{bmatrix} = [T]^{-1} * \begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \\ Xd \\ Xe \end{bmatrix} \quad (1)$$

Avec

$$[T] = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & \cos(2\pi/5) & \cos(4\pi/5) & \cos(6\pi/5) & \cos(8\pi/5) \\ 0 & \sin(2\pi/5) & \sin(4\pi/5) & \sin(6\pi/5) & \sin(8\pi/5) \\ 1 & \cos(4\pi/5) & \cos(8\pi/5) & \cos(12\pi/5) & \cos(16\pi/5) \\ 0 & \sin(4\pi/5) & \sin(8\pi/5) & \sin(12\pi/5) & \sin(16\pi/5) \end{bmatrix} \quad (2)$$

La matrice de Park permet le passage dans des repères tournants d-q de façon à faciliter la commande. En effet dans ce cas, les courants et les tensions en régime permanent sont constants dans ce repère.

$$\begin{bmatrix} X0 \\ X\alpha1 \\ X\beta1 \\ X\alpha3 \\ X\beta3 \end{bmatrix} = [R(\theta)]^* \begin{bmatrix} Xd1 \\ Xq1 \\ Xd3 \\ Xq3 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} X0 \\ Xd1 \\ Xq1 \\ Xd3 \\ Xq3 \end{bmatrix} = [R(\theta)]^{-1} * \begin{bmatrix} X0 \\ X\alpha1 \\ X\beta1 \\ X\alpha3 \\ X\beta3 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Avec

$$[R(\theta)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 & 0 \\ 0 & \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cos(3\theta) & \sin(3\theta) \\ 0 & 0 & 0 & -\sin(3\theta) & \cos(3\theta) \end{bmatrix} \quad (4)$$

X : Grandeur électrique (courant, tension, fem...)

Les équations aux tensions de la machine principale diphasée sont données par :

$$v_{1d} = Ri_{1d} + L_{1d} \frac{di_{1d}}{dt} - p\Omega L_{1q} i_{1q} \quad (5)$$

$$v_{1q} = Ri_{1q} + L_{1q} \frac{di_{1q}}{dt} + p\Omega \left(L_{1d} i_{1d} + \sqrt{\frac{5}{2}} \Phi_1 \right) \quad (6)$$

Les équations aux tensions de la machine secondaire diphasée sont données par :

$$v_{3d} = Ri_{3d} + L_{3d} \frac{di_{3d}}{dt} + 3p\Omega L_{3q} i_{3q} \quad (7)$$

$$v_{3q} = Ri_{3q} + L_{3q} \frac{di_{3q}}{dt} + 3p\Omega \left(L_{3d} i_{3d} + \sqrt{\frac{5}{2}} \Phi_3 \right) \quad (8)$$

Le Couple électromagnétique de la machine principale s'écrit :

$$C_1 = p \left((L_{1d} - L_{1q}) i_{1d} i_{1q} + \sqrt{\frac{5}{2}} \Phi_1 i_{1q} \right) \quad (9)$$

Le Couple électromagnétique de la machine secondaire s'écrit :

$$C_3 = p \left(3(L_{3d} - L_{3q}) i_{3d} i_{3q} + 3\sqrt{\frac{5}{2}} \Phi_3 i_{3q} \right) \quad (10)$$

Le couple total de la machine est donné par :

$$C = C_1 + C_3 \quad (11)$$

3-Commande de la machine pentaphasée en mode sain

Afin d'obtenir des valeurs de références en mode sain, nous présentons ici une méthode très proche de celle qui a été présentée par Li Lu et al. dans [10]. Cette méthode permet le calcul de la caractéristique couple/vitesse et des

courants de références à suivre pour obtenir le couple maximal en mode sain.

Une fois les grandeurs projetées dans la base fictive, afin de faciliter la commande, notre souci est d'exploiter la machine dans un site hydrolien, sachant que la vitesse varie en permanence et que la vitesse de la turbine doit être adaptée à chaque vitesse du courant afin d'extraire au mieux la puissance. Ceci se traduit par des exigences sur la caractéristique couple/vitesse que doit atteindre l'ensemble convertisseur/machine. Afin de déterminer cette caractéristique, on cherche à piloter la machine à couple maximal sur une large plage de vitesse, en veillant à ce que le courant de chaque phase soit inférieur ou égal au courant nominal du convertisseur [3] [10] [11].

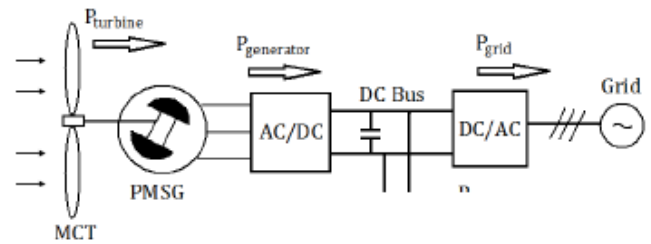


Figure 3: Chaîne de conversion d'énergie hydrolienne

En mode sain on peut considérer que le système est équilibré. On fait l'étude sur une des phases (la phase « a » par exemple) et on écrit les grandeurs réelles en fonction des grandeurs dans les machines fictives. Puis, on veille à ce qu'elles soient inférieures à la valeur maximale garantie par le convertisseur.

$$i_a = I_{1d} * \cos(p\Omega t) - I_{1q} * \sin(p\Omega t) + I_{3d} * \cos(3p\Omega t) - I_{3q} * \sin(3p\Omega t) \leq I_{max} \quad (12)$$

$$v_a = V_{1d} * \cos(p\Omega t) - V_{1q} * \sin(p\Omega t) + V_{3d} * \cos(3p\Omega t) - V_{3q} * \sin(3p\Omega t) \leq V_{max} \quad (13)$$

où p est le nombre de paires de pôles de la machine, Ω est la vitesse de rotation du rotor, I_{max} et V_{max} sont les limites en courant et en tension de l'ensemble convertisseur-machine.

Le problème est alors traité comme un problème d'optimisation non linéaire, qui consiste à maximiser le couple (formule (9)) sous contraintes de courant et de tension de l'ensemble convertisseur-machine, avec comme variables d'optimisation les grandeurs I_{1d} , I_{1q} , I_{3d} et I_{3q} . Ce qui nous permet de déterminer le quadruplet des courants de références optimaux correspondant à chaque vitesse de rotation.

Cependant la valeur du couple dépendra de la forme de la FEM de la machine. En effet, la commande en courant est adaptée à cette FEM de façon à fournir un couple optimal. Le couple sera plus important pour une machine dont la FEM contient un harmonique de rang 3 (car la machine fictive secondaire peut alors contribuer au couple moyen) que pour une machine à

FEM sinusoïdale. Pour une machine à FEM sinusoïdales, l'injection d'un courant d'harmonique 3 peut permettre de réduire la contrainte liée au courant maximal et permettre ainsi à la machine principale de fournir plus de couple sous contraintes que pour une alimentation en courant sinusoïdaux (figure 5).

Les figures suivantes illustrent ces trois phénomènes. En effet, la figure 4 montre une « exploitation totale » de la machine, qui consiste à produire du couple avec la machine principale et la machine secondaire par injection simultanée des courants d'harmonique 1 et 3, et leur interaction avec les harmoniques des FEM de mêmes rangs permet d'avoir un couple optimal de 46 N.m en basse vitesse.

La figure 5 correspond à une machine ne disposant pas de FEM d'harmonique 3, mais la machine secondaire permet une baisse de la contrainte en courant et permet à la machine principale de produire plus de couple que si elle était exploitée seule. On observe ainsi une baisse d'environ 10% du couple par rapport à l'exploitation « optimale » de la machine, soit un couple en basse vitesse de 42 N.m.

Enfin la figure 6 correspond à une exploitation seule de la machine fictive principale car la FEM est sinusoïdale et il n'y a pas d'injection de courant d'harmonique 3. Ce qui se manifeste par un couple plus faible que les deux cas précédents (37 N.m en basse vitesse). Les paramètres de la machine utilisée pour ces simulations sont donnés au tableau 1. La machine considérée ne correspond pas ici à un cahier des charges hydrolien mais correspond à une machine de laboratoire de petite puissance. L'utilisation de ce jeu de paramètres nous permettra une validation expérimentale dans des travaux futurs.

Tableau 1: Paramètres électriques de la machine en Mode sain

Paramètres électriques	Valeurs
$L1d = L1q$	1,35 mH
$L3d = L3q$	0,51 mH
Flux aimant ϕ_1	59,97 mWb
Nombre de paires de pôles	$P = 10$
Tension du bus DC	$V_{dc} = 120$ V

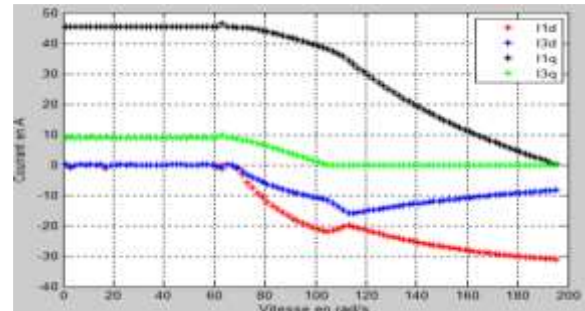
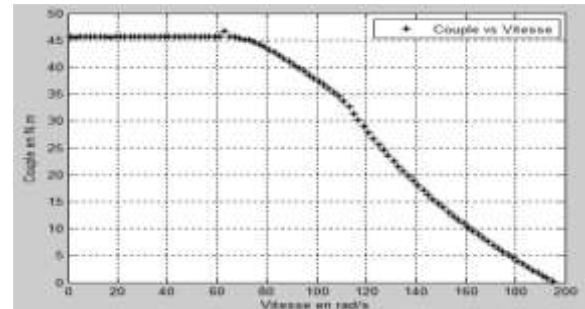


Figure 4: Formes d'onde du couple et des courants pour une machine à FEM disposant d'harmonique 3 ($\Phi_3 = 10\% \Phi_1$)

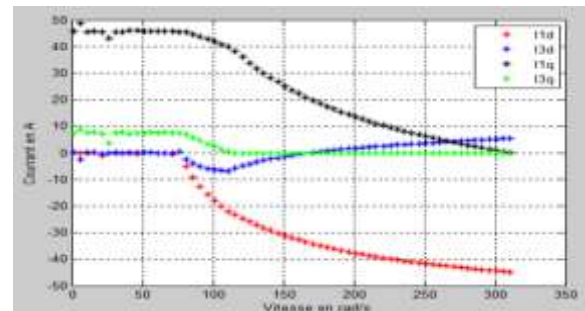
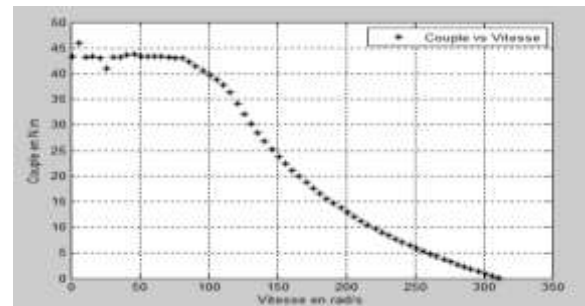


Figure 5: Forme d'onde du couple et des courants pour une machine à FEM sinusoïdale avec injection d'un courant d'harmonique 3

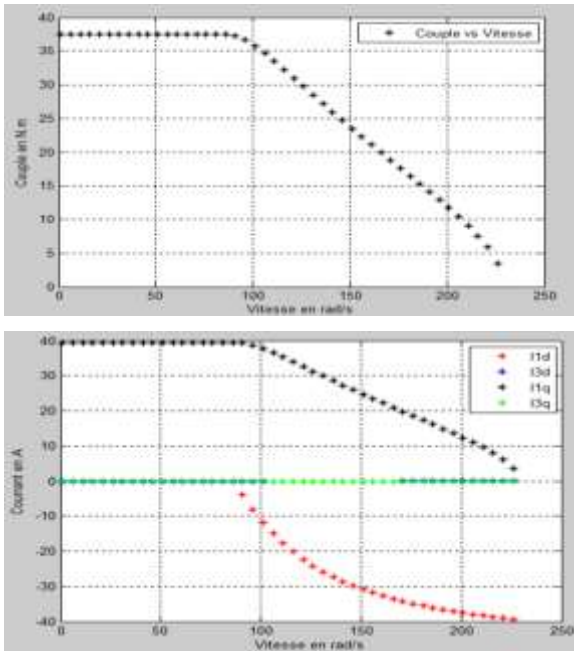


Figure 6: Forme d'onde du couple et des courants pour une machine à FEM sinusoïdale sans injection de courant d'harmonique 3 (courants sinusoïdaux)

L'analyse de ces courbes nous montre une plage de vitesse pour laquelle le couple reste constant et maximal. Mais à partir d'une certaine vitesse nommée vitesse de base, le couple décroît dû au fait que la contrainte en tension est atteinte pour une stratégie de commande à $(I_{1s}, I_{3d}) = (0, 0)$. On peut alors piloter les courants de façon à faire du défluxage (orientation du flux de réaction d'induit de façon à réduire le flux dans l'entrefer) qui se traduit par une injection des courants dans les axes directs (I_{1d}, I_{3d}) dans chacune des machines fictives. Il faut alors réduire les courants (I_{1q}, I_{3q}) de façon à ce que l'amplitude du courant soit inférieure à la valeur imposée par le convertisseur (formules (1) et (2)).

Il est alors évident que les paramètres de conception de la machine peuvent jouer un rôle important dans la caractéristique couple-vitesse de la machine, notamment la topologie de l'aimant (amplitude du flux fondamental et du flux d'harmonique 3) et les valeurs des inductances des différentes machines fictives.

4-Exploitation de la machine pentaphasée en mode dégradé

La machine étant conçue pour fonctionner en mode normal, il est néanmoins important de prévoir son fonctionnement en mode dégradé étant donné les difficultés d'effectuer des opérations de maintenance sur les sites hydroliens. A ce titre, la machine doit être capable de fonctionner en mode dégradé de façon relativement satisfaisante. Parmi les défauts les plus fréquents on s'intéresse à ceux liés au convertisseur (défaut d'ouverture ou de fermeture d'un interrupteur) et qui conduisent dans tous les cas à l'ouverture de la phase en défaut [4]. On considère ici que les forces électromotrices sont sinusoïdales (et ne contiennent donc pas d'harmonique de

rang 3). En considérant que la machine est initialement alimentée avec un système équilibré de courants sinusoïdaux en phase avec les FEM [7] [8], on a :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ \dot{i}_d \\ \dot{i}_e \end{bmatrix} = I_{\max} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - 2\pi/5) \\ \cos(\omega t - 4\pi/5) \\ \cos(\omega t - 6\pi/5) \\ \cos(\omega t - 8\pi/5) \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ \dot{i}_d \\ \dot{i}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(2\pi/5) * \cos(\omega t) + \sin(2\pi/5) * \sin(\omega t) \\ \cos(4\pi/5) * \cos(\omega t) + \sin(4\pi/5) * \sin(\omega t) \\ \cos(4\pi/5) * \cos(\omega t) - \sin(4\pi/5) * \sin(\omega t) \\ \cos(2\pi/5) * \cos(\omega t) - \sin(2\pi/5) * \sin(\omega t) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ \dot{i}_d \\ \dot{i}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \cos(2\pi/5) & \sin(2\pi/5) \\ \cos(4\pi/5) & \sin(4\pi/5) \\ \cos(4\pi/5) & -\sin(4\pi/5) \\ \cos(2\pi/5) & -\sin(2\pi/5) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\max} \cos(\omega t) \\ I_{\max} \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad (15)$$

avec $\omega = p\Omega$. Si on multiplie l'équation 15 par la transposée de la matrice de transformation, on obtient:

$$\frac{5}{2} \begin{bmatrix} I_{\max} \cos(\omega t) \\ I_{\max} \sin(\omega t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \cos(2\pi/5) & \sin(2\pi/5) \\ \cos(4\pi/5) & \sin(4\pi/5) \\ \cos(4\pi/5) & -\sin(4\pi/5) \\ \cos(2\pi/5) & -\sin(2\pi/5) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ \dot{i}_d \\ \dot{i}_e \end{bmatrix} \quad (16)$$

Nous obtenons donc

$$\begin{cases} \frac{5}{2} I_{\max} \cos(\omega t) = \dot{i}_a + \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right)(\dot{i}_b + \dot{i}_e) + \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right)(\dot{i}_c + \dot{i}_d) \\ \frac{5}{2} I_{\max} \sin(\omega t) = \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right)(\dot{i}_b - \dot{i}_e) + \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right)(\dot{i}_c - \dot{i}_d) \end{cases} \quad (17)$$

Il est d'ailleurs à noter que si on utilise le formalisme multi-machine, ces deux composantes correspondent aux composantes de Concordia dans la machine principale ($i_{p\alpha}, i_{p\beta}$). Ceci correspond à des courants dans la base de Park associés constants ($I_{1d}=0, I_{1q}=\text{cste}$).

Ces deux équations montrent la présence d'un champ tournant sinusoïdal (créé par force magnétomotrice) et par conséquent son interaction avec une force électromotrice purement sinusoïdale, permet d'obtenir un couple constant. Dans un mode dégradé, le problème qui se pose est de pouvoir garder cette allure de la force magnétomotrice (couple

constant d'harmonique 1) en ayant une phase déconnectée [7] [8].

4-1-Cas de l'ouverture d'une phase

Si la phase « a » est déconnectée, il faut dans ce cas modifier les courants dans les autres phases afin de satisfaire la contrainte (couple constant). Dans ce cas les équations deviennent [7] [8]:

$$\begin{cases} \frac{5}{2} I_{max} \cos(\omega t) = \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right)(i_b' + i_e') + \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right)(i_c' + i_d') \\ \frac{5}{2} I_{max} \sin(\omega t) = \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right)(i_b' - i_e') + \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right)(i_c' - i_d') \end{cases} \quad (18)$$

A ces deux équations, s'ajoute naturellement l'équation d'équilibre des courants dans le cas où on aurait un onduleur à « bras ».

$$i_b' + i_c' + i_d' + i_e' = 0$$

Cela conduit donc à un système de 3 équations à 4 inconnues. Ce qui laisse a priori un degré de liberté.

Pour être en mesure de déterminer une expression unique des courants, il nous faut adjoindre une équation supplémentaire ou se fixer un objectif d'optimisation. Certains auteurs supposent que tous les courants ont la même amplitude [7]. Par conséquent [11]:

$$\begin{cases} i_b' = -i_d' \\ i_c' = -i_e' \end{cases} \quad (20)$$

La résolution de ce système d'équations nous amène à la solution analytique suivante :

$$i_b' = \frac{5I_{max}}{4 \left(\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) \right)^2} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{5}\right) \quad (21)$$

$$i_c' = \frac{5I_{max}}{4 \left(\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) \right)^2} \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{5}\right) \quad (22)$$

$$i_d' = \frac{5I_{max}}{4 \left(\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) \right)^2} \cos\left(\omega t + \frac{4\pi}{5}\right) \quad (23)$$

$$i_e' = \frac{5I_{max}}{4 \left(\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) \right)^2} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{5}\right) \quad (24)$$

En outre, une fois que la forme de ces courants est connue, on doit être en mesure de déterminer une caractéristique couple/vitesse qui prend en compte les contraintes du convertisseur, comme pour le mode sain. Afin de pouvoir orienter le flux de réaction d'induit par rapport au flux des

aimants on introduit dans les équations (20) et (21) un angle $x(2)=\psi$ qui va permettre d'orienter le flux de réaction d'induit de façon à s'opposer au flux créé par les aimants (ce qui revient à fixer I_{1q} et I_{1d}). Ceci conduit, en utilisant la méthodologie précédente à une nouvelle expression analytique des courants de phase (équations 25 à 28).

$$i_b' = x(1) \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{5} + x(2)\right) \quad (25)$$

$$i_c' = x(1) \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{5} + x(2)\right) \quad (26)$$

$$i_d' = x(1) \cos\left(\omega t + \frac{4\pi}{5} + x(2)\right) \quad (27)$$

$$i_e' = x(1) \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{5} + x(2)\right) \quad (28)$$

Comme dans le mode sain, on va alors traiter un problème d'optimisation non linéaire sachant que les variables d'optimisation seront alors $x(1)$ et $x(2)$ qui correspondent respectivement à l'amplitude du courant de phase et au décalage entre le signal du courant et de la force électromotrice dans chaque phase ($x(2)=\psi$). Ce dernier terme nous permet de défluxer la machine au-delà de la vitesse de base de façon à limiter la tension de chaque phase à la valeur tolérée par le convertisseur. Ce déphasage se traduit alors par une baisse du couple de même manière qu'en mode sain.

Par conséquent, le problème peut alors se formuler comme un problème d'optimisation non linéaire qui sera résolu pour chaque valeur de la vitesse de rotation (Ω) :

- la fonction objectif à maximiser est le couple qui s'écrit :

$$C = \frac{1}{\Omega} (e_b i_b' + e_c i_c' + e_d i_d' + e_e i_e') \quad (29)$$

- Les contraintes seront telles que :

$$\begin{cases} i_b' \leq I_{max} \\ i_c' \leq I_{max} \\ i_d' \leq I_{max} \\ i_e' \leq I_{max} \end{cases} \quad (30)$$

$$v_b = \left(R_{sib}' + L \frac{di_b'}{dt} + M_1 \frac{d(i_a' + i_c')}{dt} + M_2 \frac{d(i_d' + i_e')}{dt} + e_b \right) \leq V_{max} \quad (31)$$

$$v_c = \left(R_{sic}' + L \frac{di_c'}{dt} + M_1 \frac{d(i_b' + i_d')}{dt} + M_2 \frac{d(i_a' + i_e')}{dt} + e_c \right) \leq V_{max} \quad (32)$$

$$v_d = \left(R_s i_d' + L \frac{d i_d'}{dt} + M_1 \frac{d(i_c' + i_e')}{dt} + M_2 \frac{d(i_a' + i_b')}{dt} + e_d \right) \leq V_{\max} \quad (33)$$

$$v_e = \left(R_s i_e' + L \frac{d i_e'}{dt} + M_1 \frac{d(i_a' + i_d')}{dt} + M_2 \frac{d(i_b' + i_c')}{dt} + e_e \right) \leq V_{\max} \quad (34)$$

$$\begin{cases} i_c'' = x(1) \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{5} + x(2)\right) \\ i_d'' = 2x(1) \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) \cos\left(\omega t + \frac{4\pi}{5} + x(2)\right) \\ i_e'' = x(1) \cos(\omega t + x(2)) \end{cases} \quad (40)$$

4-2-Cas de l'ouverture de deux phases adjacentes

Si en plus de la phase « a », la phase « b » venait à être déconnectée, les courants dans les autres phases doivent être modifiés de façon à ce que les équations suivantes soient vérifiées [7] [8]:

$$\begin{cases} \frac{5}{2} I_{\max} \cos(\omega t) = \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) (i_e'') + \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) (i_c'' + i_d'') \\ \frac{5}{2} I_{\max} \sin(\omega t) = \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) (i_e'') + \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) (i_c'' - i_d'') \end{cases} \quad (35)$$

Dans ce cas, l'ajout de l'équation d'équilibre suffit pour obtenir une solution unique :

$$i_c'' + i_d'' + i_e'' = 0 \quad (36)$$

La solution à ces équations est alors :

$$i_c'' = \frac{5 \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) I_{\max}}{2 \left(\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right)\right)^2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{5}\right) \quad (37)$$

$$i_d'' = \frac{5 \left(\cos\left(\frac{\pi}{5}\right)\right)^2 I_{\max}}{2 \left(\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right)\right)^2} \cos\left(\omega t + \frac{4\pi}{5}\right) \quad (38)$$

$$i_e'' = \frac{5 \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) I_{\max}}{2 \left(\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right)\right)^2} \cos(\omega t) \quad (39)$$

On peut alors introduire comme précédemment un déphasage ($x(2) = \psi$) (équations (40)) et résoudre un problème d'optimisation pour chaque vitesse similaire au problème précédent.

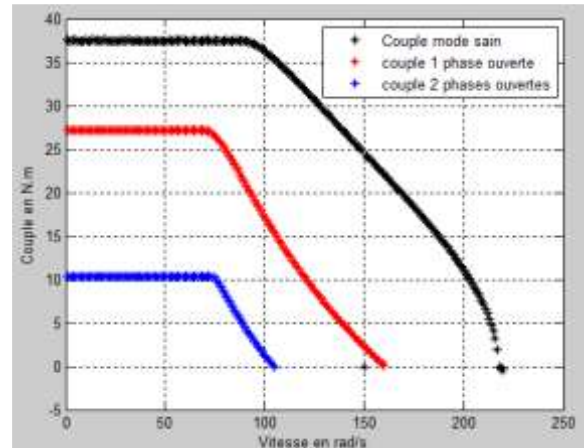


Figure 7: Caractéristiques couple-vitesse en mode sain et en modes dégradés pour une machine à FEM sinusoïdales

Les résultats obtenus sont présentés à la figure 7. Ceci nous montre qu'avec les mêmes variables d'optimisations que pour une phase ouverte, la même fonction objectif, les mêmes contraintes (tension et courant de phase imposés par le convertisseur) et la même machine, on obtient une valeur de couple en basse vitesse qui est plus faible en mode dégradé qu'en mode sain. En effet, le couple passe de 37 N.m à 27 N.m, soit une baisse d'environ 27% après ouverture d'une phase. Ceci est dû au fait que la contrainte en courant est atteinte alors que la machine n'est pas en mesure de fournir un couple tel qu'envisagé en mode sain. La baisse du couple est encore plus brutale si une deuxième phase (on a considéré ici le cas critique de deux phases adjacentes déconnectées) venait à être déconnectée.

5-Conclusion et perspectives

On a pu montrer qu'une commande en défluxage d'une machine synchrone à aimants pentaphasée en mode dégradé lié à une ouverture de phases était possible. En effet, on est en mesure de produire du couple avec cette machine en mode de défaut tout en gardant des performances relativement satisfaisantes sur une plage de vitesse assez importante.

Néanmoins notre étude sur la structure pentaphasée s'est limitée à une machine à FEM sinusoïdales. C'est pourquoi des travaux sur des machines à FEM non sinusoïdales sont en cours.

A l'issue de cette étude à venir nous disposerons d'outils et de stratégies de commande pour caractériser le fonctionnement en vitesse variable (avec et sans défluxage) d'une machine pentaphasée associée à son convertisseur en mode sain et en mode de défaut.

La mise en place de ces stratégies de pilotage et de ces outils de caractérisation nous permettra alors d'identifier les paramètres électriques (contenu harmonique des FEM et inductances) qui seront des objectifs de dimensionnement de la machine électrique associée à son convertisseur pour l'application hydrolienne. On pourra alors chercher à atteindre ces objectifs en respectant d'autres contraintes (contraintes mécaniques, pertes, contraintes thermiques) en utilisant des bobinages fractionnaires et/ou des stratégies d'aimantation non conventionnelles.

Références

- [1] S. Ben Elghali, "On Multiphysics Modeling and Control of Marine Current Turbine Systems", Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 2009.
- [2] "Énergies marines renouvelables : Aspects généraux, éolien, marémoteur et hydrolien" ; Traité EGEM, série Génie électrique, ouvrage collectif de 394pp coordonné par B. Multon, Hermes Lavoisier 2011.
- [3] Z. Zhou, F. Scullier, J. F. Charpentier, M. Benbouzid, and T. Tang, "Power Limitation Control for a PMSG-Based Marine Current Turbine at High Tidal Speed and Strong Sea State," presented at the Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), CHICAGO, IL, 2013, 6pp.
- [4] X. KESTELYN, "Modélisation Vectorielle Multimachines Pour La Commande des Ensembles Convertisseurs-Machines Polyphasées," Thèse de doctorat, Université de Lille1, Lille, 2003.
- [5] X. Kestelyn, E. Semail, and Y. Crevits, "Generation Of On-line Optimal Currents References for Multi-phase Permanent Magnet Machines with Open Circuited Phases," proceedings of IEMDC09, International Electric Machines & Drives Conference, Lille, FR, 2009, 6pp.
- [6] N. K. Nguyen, E. Semail, F. Meinguet, P. Sandulescu, X. Kestelyn, and B. Aslan, "Different Virtual Stator Winding Configurations of Open-End Winding Five-Phase PM Machines for Wide Speed Range Without Flux Weakening Operation," proceedings of the Power Electronics and Applications (EPE), 2013, 6pp.
- [7] H. A. Toliyat, "Analysis and Simulation of Five-Phase Variable-Speed Induction Motor Drives Under Asymmetrical Connections," proceedings of the POWER ELECTRONICS, TX, USA, 1998.
- [8] J. R. Fu and T. A. Lipo, "Disturbance-free operation of a multiphase current-regulated motor drive with an opened phase," proceedings of the Industry Applications, Taiwan, Japon, 1994, 9pp.
- [9] E. Semail, F. Meibody-Tabar, M. F. Benkhoris, H. Razik, M. Pietrzak-David, E. Monmasson, *et al.*, "Représentations SMM de Machines Polyphasées," *European Journal of Electrical Engineering (EJEE)*, vol. 8, pp. 221-239, 2005.
- [10] L. Lu, B. Aslan, L. Kobylansky, P. Sandulescu, F. Meinguet, X. Kestelyn, *et al.*, "Computation of optimal current references for flux-weakening of multi-phase synchronous machines," proceedings of the IECON, Montreal, QC, 2012.
- [11] A. Mohammadpour and L. Parsa, "A Unified Fault-Tolerant Current Control Approach for Five-Phase PM Motors with Trapezoidal Back EMF under Different Stator Winding Connections," proceedings of the Power Electronics, NY, USA, 2013.

Essais préliminaires en vue de la conception de bobines inorganiques pour des moteurs haute température

Vadim IOSIF

UNIVERSITE Lille Nord de France, F-59000 Lille, France
 U ARTOIS, LSEE, F62400 Béthune, France,
iosifvadim@gmail.com

Résumé : la densité de puissance d'un actionneur électrique est limitée par trois paramètres: l'induction dans l'entrefer de la machine, la vitesse relative rotor/stator et la densité de courant dans les conducteurs actifs.

Le moteur asynchrone est pris comme exemple pour montrer les avantages et les inconvénients de l'accroissement de la température interne des bobinages. Pour dépasser franchement les possibilités des matériaux organiques actuels utilisés pour isoler les fils de bobinage des moteurs électriques, un fil à isolation céramique est étudié de façon expérimentale. Les essais portent sur les courants de fuite et le seuil d'apparition des décharges partielles à température ambiante et pour des températures élevées qui atteignent 500°C. Ces essais sont conduits sur plusieurs types d'échantillons dans le but de définir les limites d'utilisation de ce fil céramique pour construire une bobine intégrable dans un moteur électrique capable de fonctionner longtemps à une température interne de 500°C.

Mots-clés : moteur électrique à forte densité de puissance, haute température interne, fil inorganique, courant de fuites, décharges électriques, rayon de courbure.

1. Introduction

Les actionneurs électriques occupent une place de plus en plus importante dans les transports terrestres, dans l'aéronautique et dans bien d'autres domaines; l'augmentation de la puissance massique est un challenge important dans le but d'assurer efficacement de plus en plus de fonctions dans ces équipements. La transformation électromécanique de l'énergie est limitée par trois paramètres physiques incontournables : l'induction dans l'entrefer, la vitesse de rotation et la densité de courant dans les conducteurs actifs. Les deux premières limites sont liées aux caractéristiques magnétiques des matériaux et à la qualité du guidage mécanique du rotor; la troisième dépend de l'équilibre thermique global de la machine. En dehors des solutions liées à l'utilisation des matériaux supraconducteurs, la densité de courant dans les conducteurs actifs est limitée par la température admissible par le système d'isolation électrique (SIE) et par l'efficacité de l'évacuation des pertes. Cette problématique générale est présentée pour le cas simple de la machine asynchrone; une solution inorganique capable de faire une percée importante vers les hautes températures (HT°) est ensuite présentée.

Les caractéristiques électriques et mécaniques très différentes des matériaux inorganiques sont analysées afin de développer les connaissances utiles pour proposer des nouvelles méthodes de construction des machines capables de travailler à des températures internes très élevées atteignant 500°C. La solution à base de céramique proposée est encore très éloignée du niveau de maturité des SIE organiques actuels mais il s'agit de cerner les principales limites à ne pas dépasser pour construire des bobines inorganiques HT° capables

d'équiper des nouveaux actionneurs très compacts et à forte densité de puissance [1].

2. Influence de la température interne maximale sur la puissance massique

Les machines à forte densité de puissance sont souvent rapides donc assez longues avec un diamètre réduit, leur équilibre thermique peut être déterminé en considérant que toute la chaleur produite dans le rotor passe à travers le stator et la carcasse avant d'être évacuée à l'atmosphère par le système de ventilation. La figure 1 illustre ce principe sur la coupe transversale d'une partie de la machine. La carcasse, souvent en aluminium, est moulée sous pression autour de l'acier magnétique du stator. La surface de contact entre les deux parties est importante et la pression est forte, le contact thermique est donc excellent; la carcasse et le stator peuvent être supposés isothermes. Le schéma de la Figure 1 est un modèle thermique simplifié qui permet d'estimer la température interne des principaux éléments de la machine: le rotor, le bobinage et la carcasse. Ces éléments correspondent aux points R, B et C sur le schéma équivalent de la figure 2; le point A correspond à la température ambiante supposée constante. Les sources de chaleur P_R , P_B et P_F représentent

respectivement les pertes dans le rotor, dans les bobines et dans le fer du stator. Les résistances thermiques caractérisent les principaux échanges thermiques dans la machine en régime d'équilibre. Ainsi une petite partie des pertes du rotor sont évacuées directement par l'arbre (R_A), l'autre doit traverser l'entrefer et s'évacuer à l'extérieur par le stator. Il existe également un couplage

entre les bobines et le rotor (R_{RB}). Ce modèle thermique simplifié ne prend pas en compte les échanges complexes qui existent au niveau des têtes des bobines.

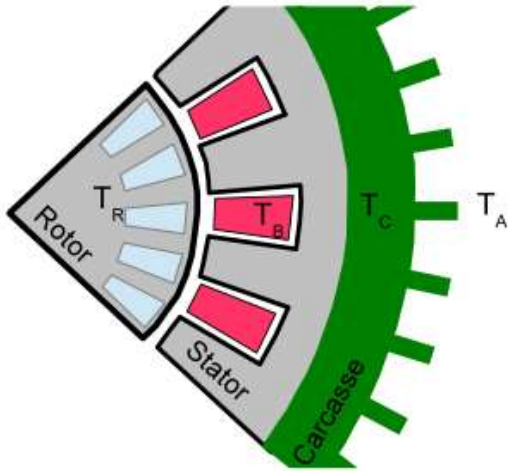


Fig. 1 : section transversale de la partie active d'une machine

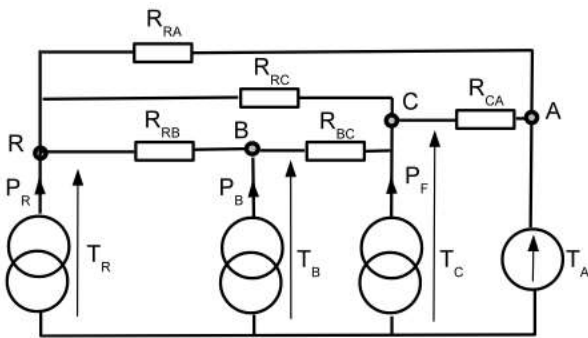


Fig. 2 : circuit thermique équivalent

Les barres du rotor ne sont pas isolées et elles peuvent donc supporter des températures plus élevées que les conducteurs actifs du stator. Lorsque les machines sont isolées par des polymères qui ont des limites thermiques, le point critique pour le dimensionnement est la température des bobines T_B qui doit rester en permanence sous la valeur maximale qui dépend de la nature des isolants.

Le schéma équivalent classique de la machine asynchrone permet de calculer les pertes Joule, les pertes dans le fer et la puissance transmise au rotor. L'augmentation des résistances des enroulements en fonction de la température est prise en compte en appliquant la formule classique qui fait intervenir le coefficient de température α de chaque matériau :

$$R(T_2) = R(T_1) \cdot [1 + \alpha \cdot (T_2 - T_1)]$$

Les courbes des figures 3 et 4 représentent les variations des pertes Joule, de la puissance transmise, des températures internes et des résistances en fonction du glissement qui est le principal paramètre qui caractérise la charge mécanique de la machine. Les paramètres du schéma équivalent et les résistances

thermiques sont ceux d'une machine de construction classique dont la puissance nominale est de 11kW; la température ambiante est fixée à 40°C.

Ces courbes montrent le fonctionnement classique d'une machine asynchrone; l'accroissement du glissement correspond à une augmentation du couple demandé par la charge mécanique et le moteur asynchrone répond en augmentant la puissance transmise au rotor.

On observe évidemment que l'accroissement du glissement augmente les pertes joules donc les températures internes et par conséquent les résistances du stator et de la cage du rotor. Ces courbes montrent également que lorsque la température admissible dans le stator et dans le rotor est plus élevée, il est possible de travailler à un glissement plus important et donc de transmettre plus de puissance à la charge. L'augmentation importante des pertes limite cependant les bénéfices de ce processus.

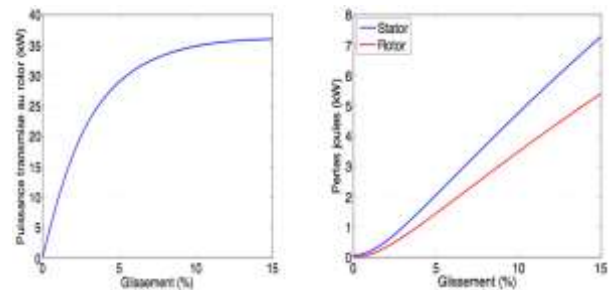


Fig. 3 : puissance transmise au rotor et pertes en fonction du glissement

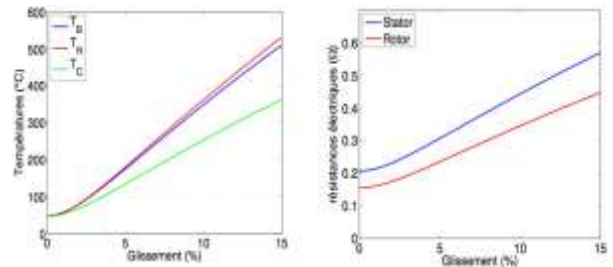


Fig. 4 : températures et résistances en fonction du glissement

3. Limite des Systèmes d'Isolation Electrique (SIE)

3.1. Limite des fils organiques

Les meilleurs fils émaillés organiques actuellement disponibles dans le commerce ont une classe thermique de 240°C.

Rappelons que la classe thermique d'un fil émaillé organique correspond à la température maximale à laquelle il peut être soumis pendant 20000 heures avec un taux d'échec de 50% à un test de fin de vie consistant à appliquer une tension de 1000V/50Hz pendant une minute à une éprouvette torsadée normalisée. Cette définition fait abstraction des autres contraintes.

La technologie organique est maintenant mature, elle bénéficie d'un retour d'expérience très important. Des

avancées vers des classes thermiques plus élevées sont en cours grâce notamment à des fils fabriqués avec des polymères chargés de nanoparticules minérales qui résistent à des températures un peu supérieures. Dans le futur, il est possible d'envisager que les progrès des technologies des polymères nano-chargés permettront d'atteindre une classe thermique de 300°C mais des percées technologiques vers des températures nettement supérieures sont hors de portée des technologies à base des polymères.

La figure 3 donne un exemple de fil de bobinage classique largement utilisé pour fabriquer les machines électriques.

Le fil émaillé le plus classique est construit avec deux couches isolantes, celle qui est au contact du cuivre est un polymère de la famille des polyester-imides (PEI) modifiés au THEIC; la couche externe est en polyamide-imide (PAI) [2]. Les épaisseurs déposées sont définies par la norme CEI 60317-0-1. Elles dépendent du diamètre et l'ordre de grandeur est de 30µm pour un fil de diamètre 1mm [3].

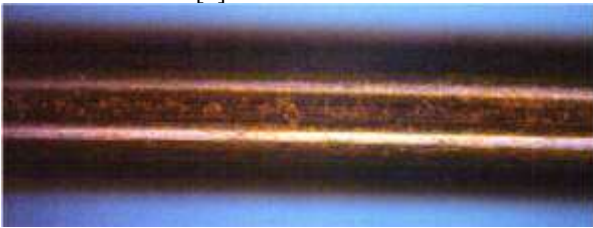


Fig. 5 : fil classique de diamètre 0,85 mm

3.2. Description d'un fil isolé par de la céramique

Le produit testé porte la référence Cerafil 500TM. Le conducteur est isolé par une fine couche de céramique. Le conducteur central de cuivre est protégé de l'oxydation par une couche de nickel sur laquelle une couche de céramique assez mince est déposée.

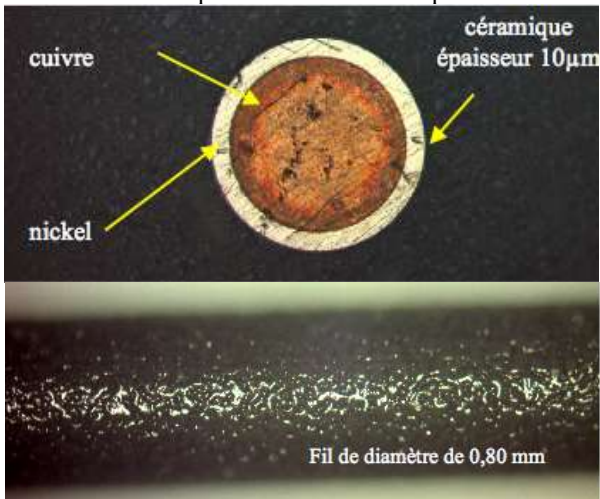


Fig. 6 : fil isolé par une couche de céramique

Ce produit est conçu pour réaliser des connections électriques dans des milieux où la température est très élevée mais la fragilité mécanique de la couche isolante ne permet pas son bobinage en utilisant les technologies actuelles de fabrication des machines électriques. La figure 6 présente une coupe transversale de ce fil est une

vue de côté qui montre que la surface extérieure est assez irrégulière par rapport à celle du fil classique.

3.3. Courant de fuites

Les courants de fuites sont mesurés avec un circuit intégrateur réalisé avec un amplificateur opérationnel à très faible courant de fuites et un condensateur de haute qualité. La tension appliquée est rectangulaire, en très basse fréquence ($f=0,1\text{Hz}$) avec une amplitude de 15V. Avec cette faible amplitude, les effets liés aux décharges sont éliminés; ils seront évalués par un autre système de mesure.

Cette méthode de mesure indirecte mesure en fait la vitesse de charge du condensateur ce qui permet d'éliminer les bruits et de mesurer des courants de fuites de l'ordre de quelques dizaines de pA. Le fil isolé est enroulé sur un tube en acier inoxydable, le courant de fuite est celui qui passe dans une couche de céramique située entre le cuivre nickelé et le tube en acier inoxydable.

La figure 5 montre le montage mécanique utilisé. Le poids du tube d'acier inoxydable permet de travailler avec une pression constante sur la couche isolante.



Fig. 7: l'échantillon sur le tube de 50 mm pour la mesure du courant de fuite

Les courants de fuite ont été mesurés en enroulant le fil isolé céramique sur des tubes de deux diamètres différents: 12mm et 50mm dans des conditions de laboratoire classique (température ambiante et humidité relative classique); les résultats sont présentés dans les tableaux 1 et 2.

Tableau 1. Fils céramique 0,5 mm bobié sur un tube de 12 mm, un exemple pour deux échantillons.

diamètre du fil, mm	Paramètres de mesures	Nombre de mesure					
		1	2	3	4	5	6
0,5	I (nA)	0,80	0,82	1,01	0,91	0,96	0,89
0,8	I (µA)	1,43	1,37	1,41	1,39	1,38	1,40

Tableau 2. Fils céramique 0,5 mm bobié sur un tube de 50 mm, un exemple pour deux échantillons.

diamètre du fil, mm	Paramètres de mesures	Nombre de mesures					
		1	2	3	4	5	6
0,5	I (pA)	19,11	21,09	18,06	17,42	21,61	20,32
0,8	I (pA)	25,81	23,67	23,00	24,33	25,67	24,00

On observe que le courant de fuite devient important lorsque le fil isolé céramique est bobiné sur le tube 12mm de diamètre, cette expérience correspond à un rayon de courbure de 6mm. Le courant de fuite est négligeable lorsque le rayon de courbure est de 25mm. La première série de mesure montre également que les courants de fuites sont environ 1000 fois plus forts pour le fil de diamètre 0,8mm que pour le fil de diamètre 0,5mm; ce rapport très important montre bien que la couche de céramique déposée sur le fil de diamètre 0,8mm est quasiment détruite par l'opération de bobinage sur le tube de 6mm de rayon.

3.4. Mesure du courant de fuites entre les spires jointives

Les bobines sont faites sur le tube de diamètre de 50 mm pour éviter les éventuelles destructions d'isolation. Nous avons choisi pour ces tests d'utiliser des fils en céramique avec les diamètres de 0,5 mm et 0,8 mm. La largeur de la bobine est fixée à 4 mm ce qui permet de mettre 5 tours d'un fil de diamètre 0,8 mm et 8 d'un fil de 0,5 mm.

Les tubes ont été mis entre deux plaques métalliques. Toutes les parties métalliques en contact des bobines ont été isolées avec du mica, comme le montre la coupe transversale de la figure 8.

Pour pouvoir mesurer le courant de fuites entre deux fils côte à côte, une première couche est déposée avec un fil et au dessus une seconde couche est réalisée avec un second fil. Les résultats sont présentés dans le tableau 3.



Fig. 8: bobine double couche faite avec du fil à isolation céramique

Tableau 3. Bobine avec fil à isolation céramique (Ø 0,5 mm et 0,8 mm)

diamètre du fil, mm	Paramètres de mesures	numéro des mesures					
		1	2	3	4	5	6
0,5	I _f (pA)	25,00	22,00	34,67	15,67	35,00	16,67
0,8	I _f (pA)	75,20	77,71	75,51	77,71	81,47	78,65

On mesure des courants de fuite très faibles, inférieurs à 100pA; les courants de fuite sont cependant plus importants pour un fil 0,8mm. Il est difficile de conclure sur les différences constatées pour des courants aussi faibles.

La conclusion majeure de cette mesure reste la constatation d'une résistance supérieure à 150 GΩ compte tenu des pressions appliquées à la couche isolante. Cela est amplement suffisant pour réaliser le bobinage d'une machine électrique.

4. Limite de la tension inter-spires

4.1. Phénomènes de décharges

Le champ électrique dépend de la différence de potentiel appliquée entre les spires de la géométrie et de la permittivité relative de la couche isolante en céramique. L'approche est expérimentale car les phénomènes physiques sont complexes. La complexité de l'interprétation des phénomènes observés est liée à deux éléments:

- la surface externe de la céramique n'est pas régulière, il y a donc des variations locales importantes du champ électrique dans l'air au voisinage de la surface du fil isolé;
- très peu d'informations sont communiquées par le constructeur du fil sur la nature exacte sur la nature de la céramique utilisée ainsi que sur la densité obtenue lors du frittage de la couche isolante.

L'observation à l'échelle macroscopique des phénomènes a pour but de définir la tension inter-spires maximale qu'il est possible de retenir pour concevoir les bobines inorganiques capables d'équiper un moteur haute température.

4.2. Mesure des décharges

Le système défini à la figure 9 est utilisé pour mesurer les décharges. Le générateur basse fréquence fournit un signal sinusoïdal à 10kHz à l'amplificateur linéaire qui alimente le primaire du transformateur élévateur. Le système est capable de fournir une tension sinusoïdale réglable jusqu'à 1000Veff. L'armoire métallique permet de réduire le bruit électromagnétique susceptible de perturber la mesure des impulsions rapides.

Le transformateur élévateur et le filtre passe-bas sont placés à l'intérieur de l'armoire métallique; le filtre bas permet d'éviter le risque de transmission des décharges partielles qui pourraient exister dans le circuit d'alimentation extérieur. Le condensateur de couplage Ck permet de fermer le circuit électrique où le courant créé par la DP circule.

Ce circuit comporte un shunt non inductif Rsh qui permet la mesure du courant. Le dispositif de couplage permet d'éliminer la composante alternative venant du générateur à cause du couplage capacitif.

La tension du générateur basse fréquence est amplifiée par un amplificateur de puissance qui alimente le transformateur élévateur. La fréquence de la tension a été fixée à 10 kHz.

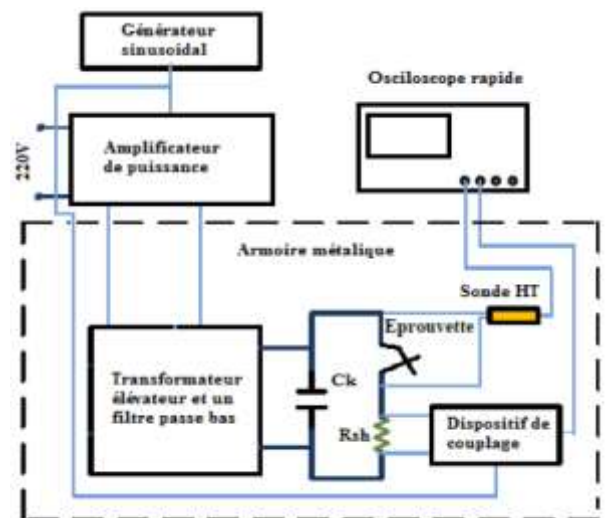


Fig. 9: schéma électrique pour les essais DP



Fig. 10: vue d'ensemble du système de mesures

Chaque échantillon est constitué de deux fils posés l'un sur l'autre avec un angle voisin de 90° sur un support isolant (figure 11). La zone testée est donc quasiment ponctuelle. Une première mesure a été faite avec du fil organique classique pour tester le système de mesure et fournir un point de comparaison aux mesures faites sur le fil inorganique.



Fig 11: vue générale, deux fils perpendiculaires (croisée).

Trois diamètres ont été utilisés 0.3, 0.5 et 0.85mm pour le fil organique et 0.3, 0.5 et 0.8 mm pour le fil isolé par de la céramique.

Les essais sont effectués à température et pression ambiante. Pour chaque paire, le fil supérieur est déplacé pour obtenir 12 mesures sur des points de contacts différents. Les paramètres de chaque fil sont détaillés dans le tableau 4.

Tableau 4. Fils testés.

Type de fil	Diamètre sans isolant (mm)	diamètre avec isolant (mm)	épaisseur de l'isolation (μm)
Émaillées (PEI-PAI)	0,30	0,350	25
	0,50	0,566	33
	0,85	0,928	40
Céramiques (Cerafil 500)	0,30	0,318	9
	0,50	0,518	9
	0,80	0,820	10

On constate que l'épaisseur de l'isolation pour les fils céramiques est beaucoup plus mince en comparaison des fils émaillés organiques.

4.3. Résultats

Essais à température ambiante.

L'augmentation de la tension appliquée aux échantillons est contrôlée manuellement avec le générateur alors que le seuil de déclenchement de l'oscilloscope est réglé à un niveau légèrement supérieur au bruit du système de mesure. Le seuil d'apparition des décharges est relevé sur la seconde voie de l'oscilloscope qui visualise la tension appliquée dès que la décharge est détectée. Un exemple d'impulsion de décharge mesurée sur un échantillon est donné à la figure 12.

La forme des impulsions de courant relevé avec des éprouvettes organiques est relativement proche de celles obtenues avec les inorganiques. Ces impulsions sont caractérisées par la charge apparente (q_{ap}) qui représente

la surface sous la courbe du courant mesuré. La charge apparente obtenue pour quelques éprouvettes de différents diamètres est donnée dans le tableau 5.

La courbe de la figure 12 et les charges du tableau 5 sont relevées pour une tension légèrement supérieure au seuil d'apparition des décharges.

Tableau 5. Valeurs de q_{ap} pour différents fils émaillés et céramiques.

Fils croisés	Diamètre (mm)	Charge apparente (pC)
émaillés	0,30	0,39
	0,50	0,83
	0,85	0,45
céramiques	0,30	0,37
	0,50	0,34
	0,80	0,52

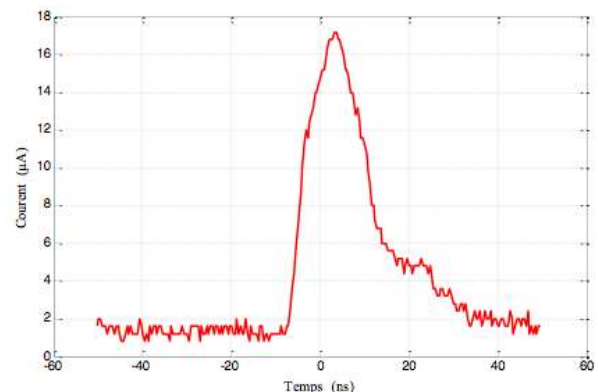


Fig 12 : courbe d'une impulsion de décharge mesurée sur un échantillon des fils émaillés croisés de diamètre 0,5 mm

Le tableau 6 résume les valeurs moyennes de la tension d'apparition des décharges pour les différents essais réalisés. Ces résultats sont des moyennes obtenues avec 12 éprouvettes en prenant 12 points de contact sur chaque éprouvette soit 144 mesures. Les valeurs obtenues avec du fil émaillé sont de l'ordre de grandeur de celles trouvées dans la littérature scientifique avec des éprouvettes torsadées. Les seuils deviennent nettement plus faibles pour les fils inorganiques, ils ne sont que de l'ordre de 300V et ils semblent moins dépendre du diamètre du fil. Dans les deux cas, les écarts types relativement faibles attestent d'une bonne répétitivité des mesures.

Tableau 6. Essais à température ambiante.

Type de fil	émaillés			céramiques		
Diamètre, (mm)	0,3	0,5	0,85	0,3	0,5	0,8
Tension efficace limite, (V)	630	645	715	298	324	358
Ecart-type δ , (V)	38	31	18	2	4	7

Essais à température élevée.

Les mêmes essais ont été effectués dans un four avec des fils inorganiques de diamètres 0,5 et 0,8mm. La liaison avec l'armoire métallique de mesure est faite par un câble haute température isolé par des couches épaisses de fibre de verre qui ne subissent pas de DP aux tensions appliquées.

Les mesures sont réalisées sur des échantillons où le point de contact est stabilisé par une petite masse de 30g. À température ambiante, les seuils d'apparition des décharges sont identiques à ceux du tableau 6.



Fig. 13 : essais en haute température (HTo)

Les charges apparentes sont relevées à 400, 450 et 500°C dans le tableau 7. Mis à part la valeur de 2,8pC relevée à 450°C sur du fil de diamètre 0,8, la charge apparente est du même ordre de grandeur qu'à température ambiante. La valeur atypique mesurée reste cependant très inférieure à celle définissant le niveau de bruit acceptable dans la norme s'appliquant à tous les appareils du commerce utilisés pour mesurer les DP dans les machines électriques.

Tableau 7. Valeurs de q_m pour suivants fils émaillés et céramiques en fonction de la température.

Fils croisés	Température (°C)	Diamètre (mm)	charge apparente (pC)
céramiques	400	0,50	0,392
		0,50	0,428
		0,80	0,324
	450	0,50	0,403
		0,80	2,837
		500	0,50

Les seuils sont mesurés en fonction de la température jusque 500°C et les résultats sont donnés dans le tableau 8. Ces essais montrent des seuils d'apparition des décharges plus faibles aux températures élevées.

Tableau 8. Essais à haute température.

Type de fil	céramiques									
Température (°C)	19-21		200		400		500			
Diamètre (mm)	0,5	0,8	0,5	0,8	0,5	0,8	0,5	0,8		
Tension efficace limite (V)	335	360	289	291	268	222	261	220	269	245

4.4. Essais en haute température de bobines imprégnées.

Les essais précédents sur des fils en croix dans l'air doivent être complétés par des essais d'imprégnation car les bobines des moteurs HT° devront forcément être imprégnées dans un matériau supportant les températures élevées. Les essais ont été conduits avec une résine HT° commercialisée sous la référence Duralco 215. Les bobines définies à la figure 8 sont imprégnées manuellement mais avec soin avec la résine HT°. La figure 14 montre le résultat de cette réalisation.

Les mesures du seuil d'apparition des décharges sont relevées en faisant une mesure entre les deux couches jointives du bobinage avec le même équipement. Les résultats sont présentés au tableau 9. La valeur moyenne du seuil est un peu plus élevée pour les bobines imprégnées. L'amélioration n'est cependant que de quelques dizaines de volts.

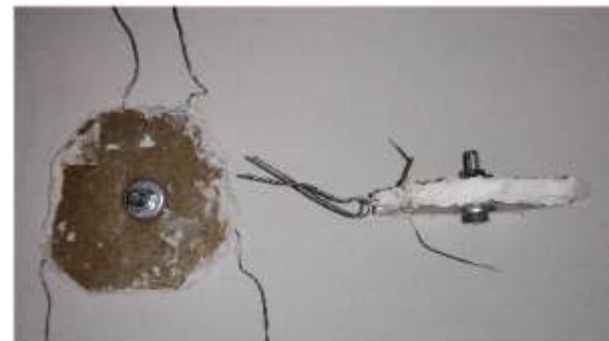


Fig. 14 : bobine avec le fil céramique imprégné en céramique le type Duralco 215

Tableau 9. Essais à haute température.

Conditions de température	Valeur mesurée	Le nombre de bobine				Valeurs moyennes, V
		1	2	3	4	
Température ambiante 20 °C	Tension efficace limite, (V)	391	399	398	400	397
Haute température 400 °C		285	299	302	307	298

5. Conclusions

Ces travaux, essentiellement expérimentaux permettent de cerner les possibilités de réalisation des bobines inorganiques haute température avec du fil isolé par une fine couche de céramique. Les essais ont été conduits jusque 500°C. Ces résultats montrent que les règles usuelles de conceptions des machines électriques

ne peuvent pas s'appliquer en l'état car la couche de céramique isolant le fil est très dure et donc fragile.

Le rayon de courbure doit être adapté afin de conserver l'intégrité de la couche isolante. La valeur maximale de la tension inter-spices est également beaucoup plus basse que celle classiquement admises pour les fils organiques classiques.

Les fils inorganiques ont donc des propriétés mécaniques et électriques très inférieures aux fils émaillés classiques basés sur des polymères. Ces essais montrent cependant que, avec une conception bien adaptée, il est possible de construire des bobines inorganiques rigides qui conviendront pour fabriquer des actionneurs capables de fonctionner à une température interne de l'ordre de 500°C. La prochaine étape du travail consiste à réaliser une telle bobine ordonnée rigide de la taille d'une dent statorique d'une machine à plots.

6. Remerciements

Ces travaux ont été réalisés dans le cadre du projet Actionneur électrique Compact avec Convertisseur Intégré pour Températures Extrêmes (ACCITE) financé par la Fondation de Recherche pour l'Aéronautique et l'espace (FRAE).

7. Références

[1] G. C. Stone, E. A. Boulter, I. Culbert, H. Dhirani, "Electrical insulation for rotating machines", ed.1: Wiley, 2004.

[2] Fil de cuivre émaillé W 210, documentation technique du constructeur "SYNFLEX" <http://www.synflex.com>.

[3] CEI 60317-0-1 - Spécifications pour types particuliers de fils de bobinage. Partie 0-1: Exigences générales - Fil de section circulaire en cuivre émaillé", ed.2008.

Etude d'une nouvelle structure d'inducteur de moteur supraconducteur

Rada ALHASAN

Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy, Université de Lorraine
Faculté des Sciences et Technologies, BP 70239, 54506 Vandoeuvre lès Nancy

rada.alhasan@univ-lorraine.fr

Résumé : Dans cet article, nous présentons un nouveau type d'inducteur supraconducteur de machine synchrone. Cet inducteur est composé de deux bobines supraconductrices placées sur un même axe et alimentées par des courants ayant la même direction. Un écran supraconducteur est utilisé pour réaliser une variation du champ dans l'entrefer. Cet inducteur nous permet d'obtenir une machine électrique avec deux pôles ayant une valeur importante du champ magnétique dans l'entrefer.

Mots-clés : Supraconducteur à haute température critique, moteurs supraconducteur, inducteur.

1. Introduction

L'amélioration des performances des machines électriques est un grand défi depuis plusieurs décennies. L'un des paramètres les plus importants pour améliorer les performances des machines est la génération d'un champ magnétique inducteur élevé. Les matériaux supraconducteurs sont très intéressants en raison de leur absence de pertes par effet Joule, en courant continu, et en raison des densités de courant très élevées. Pour ces raisons, ils ont pour avantages de permettre de construire des machines électriques plus légères avec un meilleur rendement que les moteurs classiques. Il est aussi possible de se servir des matériaux supraconducteur sous forme massive pour écranter le champ magnétique ou canaliser les lignes de flux [1, 2, 3, 5, 6, 7].

De nombreuses applications ont été proposées pour l'étude d'un inducteur supraconducteur, soit avec des fils supraconducteurs soit avec des matériaux supraconducteurs massifs. De nombreuses études expérimentales et théoriques ont montré l'aptitude des matériaux supraconducteurs (fils et/ou massif) à être utilisé comme inducteur pour les moteurs synchrones [4, 8].

Lorsqu'un matériau massif supraconducteur est refroidi dans un champ magnétique nul, il se comporte comme un écran magnétique. En effet, des courants induits peuvent se développer à l'intérieur du supraconducteur, et s'opposer ainsi à un champ magnétique externe selon la loi de Lenz. Ce comportement peut être utilisé pour canaliser le flux, l'écranter ou le mettre en forme [8, 9, 10, 11, 12]. Un exemple est donné figure 1.

Dans ce travail, nous proposons une structure originale d'inducteur supraconducteur. L'inducteur utilise une topologie formée de deux bobines de champ supraconductrice et d'un supraconducteur massif qui joue le rôle d'écran magnétique conduisant à une densité de flux dans l'entrefer élevée.

Une analyse en trois dimensions, du champ magnétique, est faite (en utilisant un logiciel d'éléments finis 3D) pour étudier les performances de l'inducteur proposé. L'effet de la culasse du stator sur la répartition du champ magnétique est également étudié.

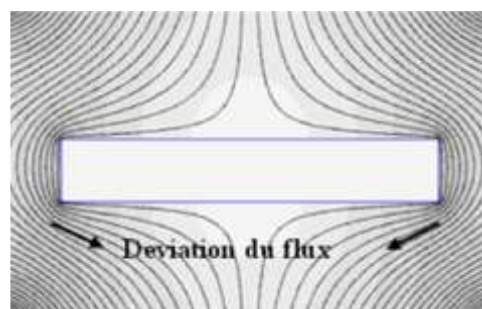


Figure 1 : Principe de l'écrantage magnétique

2. Structure du moteur

Après avoir présenté le principe de notre inducteur, nous décrivons les méthodes de calculs utilisées

2.1 Description de l'inducteur

La figure.2 montre la structure de l'inducteur proposé. Il est composé de deux bobines supraconductrices coaxiales. Les bobines sont alimentées par des courants électriques ayant la même direction qui génèrent un champ magnétique (B_1, B_2).

Un supraconducteur massif est placé entre les deux bobines. Le supraconducteur est incliné le long de la longueur de cet inducteur. Ce supraconducteur est utilisé comme une barrière magnétique et est situé entre les deux solénoïdes, créant ainsi un champ magnétique variable tel que mentionné dans la figure1.

Afin d'améliorer la distribution de l'induction radiale, on utilise aussi un matériau ferromagnétique entre les deux bobines. Le supraconducteur est inséré entre les pièces ferromagnétiques comme représenté

sur la figure 2. Le fer guidera le champ magnétique vers le centre de l'inducteur et donc réduira le champ de fuite à proximité des bobines.

La structure d'inducteur proposée est en mesure de fournir une machine à deux pôles et peut être assimilée aux machines synchrones à griffes. Cette machine dispose d'un couple électromagnétique élevée en raison de l'augmentation de la densité de flux dans l'entrefer. L'étude a été réalisée en ajoutant la culasse statorique pour montrer son influence sur le champ magnétique généré par cet inducteur (voir figure 8).

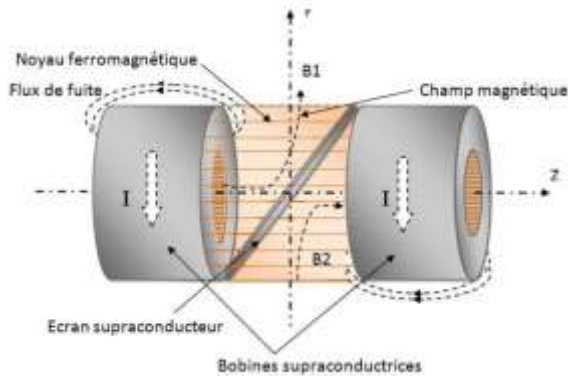


Figure 2 : Structure de l'inducteur

2.2 Analyse de la topologie proposée

La simulation est réalisée dans deux cas, le premier, lorsque la structure d'inducteur ne contient pas le fer entre les deux bobines autour de la plaque supraconductrice, le second lorsque du fer est ajouté en vue d'améliorer la distribution de l'induction radiale d'entrefer.

Les paramètres géométriques de la structure proposée sont donnés dans le tableau 1. Ces paramètres sont illustrés dans la figure 3, ils représentent une solution réaliste. C'est pourquoi la modélisation des bobines supraconductrices sera définie avec une densité de courant de 100 A/mm², ce qui est cohérent avec les fils supraconducteurs à haute température critique.

Tableau 1. Paramètres géométriques

Rayon extérieur	R _{ext} (m)	0,25
Rayon intérieur	R _i (m)	0,15
Distance entre les solénoïdes	C (m)	0,15
Longueur du solénoïde	L (m)	0,15
Épaisseur écran supraconducteur	E (m)	0,01
Densité de courant	J (A/mm ²)	100

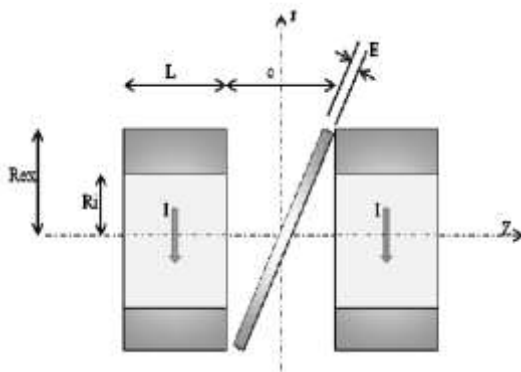


Figure 3 : Paramètres de l'inducteur

Les calculs sont basés sur deux types de modèles: le premier est le modèle ampérien pour lequel nous utilisons directement la densité de courant. Les résultats sont obtenus en déterminant le potentiel vecteur A.

Le deuxième est le modèle coulombien, où le calcul sera effectué par la détermination du potentiel scalaire magnétique.

Nous avons choisi le modèle coulombien, car la variable est un scalaire (une variable contre trois pour le potentiel vecteur), de sorte que le temps de résolution est plus rapide. Nous utilisons le logiciel COMSOL-multi-physique pour l'étude de notre inducteur.

La méthode coulombienne est une méthode sans courant, donc une charge magnétique doit être définie pour représenter les bobines. Pour chaque solénoïde, nous imposons l'aimantation équivalente M, figure.4, selon les équations suivantes :

$$\begin{aligned} M_1 &= j_{\text{ext}} (R_i + e - r) & \text{si} & \quad (R_i < r < R_{\text{ext}}) \\ M_2 &= j_{\text{ext}} \cdot e & \text{si} & \quad (0 < r < R_i) \end{aligned}$$

avec

- M₁ : est l'aimantation ou le courant est non nul.
- M₂ : est l'aimantation ou le courant est nul.
- J_{ext} : densité de courant dans els bobines.
- e : épaisseur de la bobine.

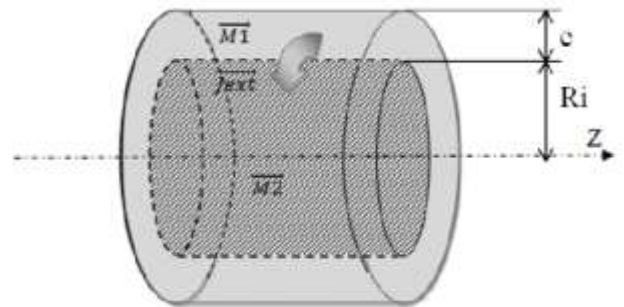


Figure 4 : Modélisation coulombienne d'un solénoïde

Dans notre modèle, l'écran supraconducteur a été défini comme un matériau ayant une perméabilité relative très faible, $\mu_r = 10^{-3}$. Les bobines supraconductrices ont été dimensionnées en tenant compte de la loi de J_c (B) du fil supraconducteur.

3. Résultats

3.1 Comparaison d'un inducteur avec et sans fer

Nous allons vérifier l'importance de l'ajout d'un matériau ferromagnétique hyper saturé entre les deux bobines supraconductrices autour de l'écran, en comparant les courbes de l'induction radiale de la structure avec et sans fer.

Les valeurs de la composante radiale de la densité de flux Br (Z) sont prises à 2 cm (pour tenir compte de la partie cryogénique) de l'inducteur le long de la distance C entre les deux bobines. Les points de calculs sont présentés sur la figure 5. La composante radiale Br (θ) est calculée également à 2 cm de l'inducteur sur le diamètre d'alésage de l'induit de distance pour plusieurs valeurs de Z entre les deux

bobines. Ces calculs sont présentés dans les figures 7 (a, b et c).

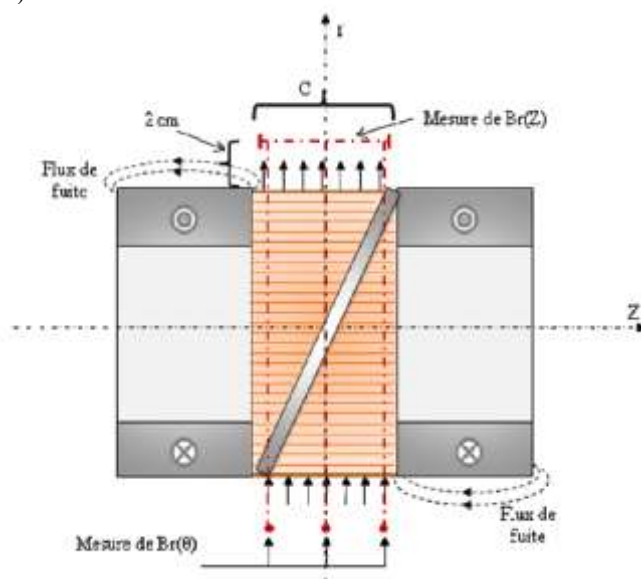


Figure 5 : Points de calcul de l'induction

La figure 6 représente l'évolution de B_r le long de la direction Z pour la structure d'inducteur sans fer (ligne continue) et avec du fer (ligne avec des cercles). Nous atteignons avec du fer une valeur d'induction dans l'entrefer d'environ 1,9 T au maximum alors que nous n'atteignons que 1,7 T avec une structure sans fer.

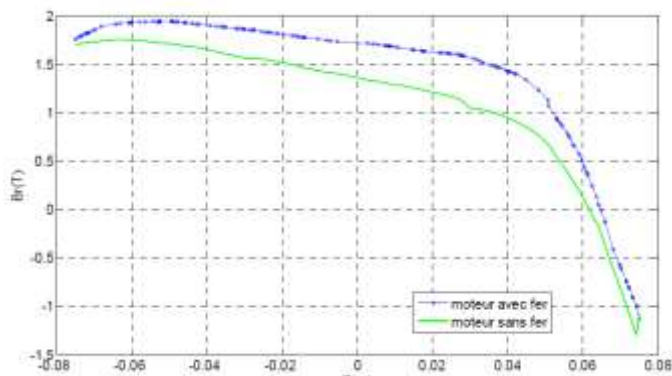
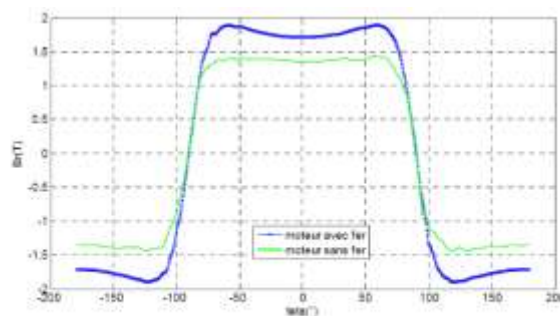
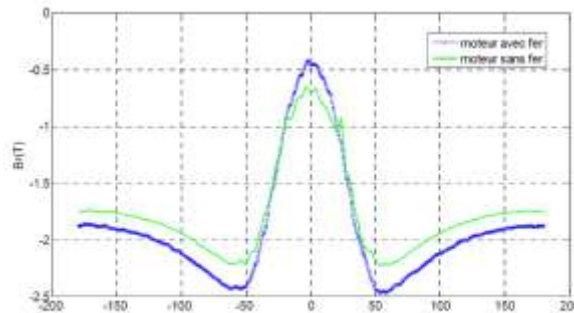


Figure 6 : Composante radiale du champ magnétique le long de l'axe z

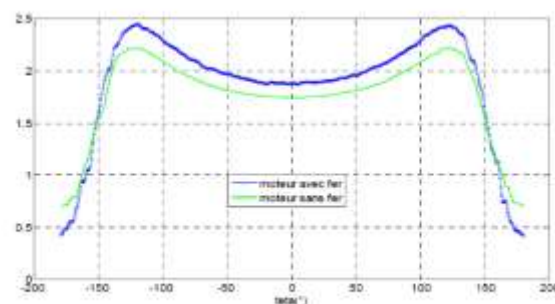
Comme le montre la figure 7a nous obtenons une induction variable dans l'entrefer (2 pôles). La différence avec une machine classique est la forte dépendance de la distribution de l'induction radiale dans l'entrefer le long de l'axe z comme le montre les figures 7b et 7c. Cette variation d'induction à $Z = 0$ est comprise entre $-B_{max} = -1.9T$ et $+B_{max} = 1.9T$, ceci est visible sur la figure 7a.



(a)



(b)



(c)

Figure 7 : Composante radiale du champ magnétique à 2cm du rayon d'alésage de l'inducteur avec (a) à $Z=0$ cm, (b) à $Z=+7$ cm et (c) à $Z=-7$ cm

Selon les résultats, on conclut que, pour le même ensemble de paramètres et les mêmes conditions, la valeur moyennée l'induction magnétique radiale de l'inducteur avec du fer est meilleure que celle de l'inducteur sans fer, et donc on adopte la structure de l'inducteur avec un matériau ferromagnétique dans l'étude suivante.

3.2 Effet de la culasse statorique sur le champ inducteur

Nous ajoutons la culasse du stator à l'inducteur comme on le voit sur la figure 8A. Comme il est montré dans la figure 6 la courbe de l'induction radiale (B_r) de l'inducteur diminue à mesure que nous nous approchons du solénoïde et on remarque que l'induction devient négative pour $Z > 6$ cm. Cette inversion du champ le long de la longueur axiale de la machine n'est pas favorable pour la force électromotrice de l'induit. Pour cela, il est proposé de réduire la longueur

axiale à chaque extrémité du stator comme cela est présenté sur la figure 8B.

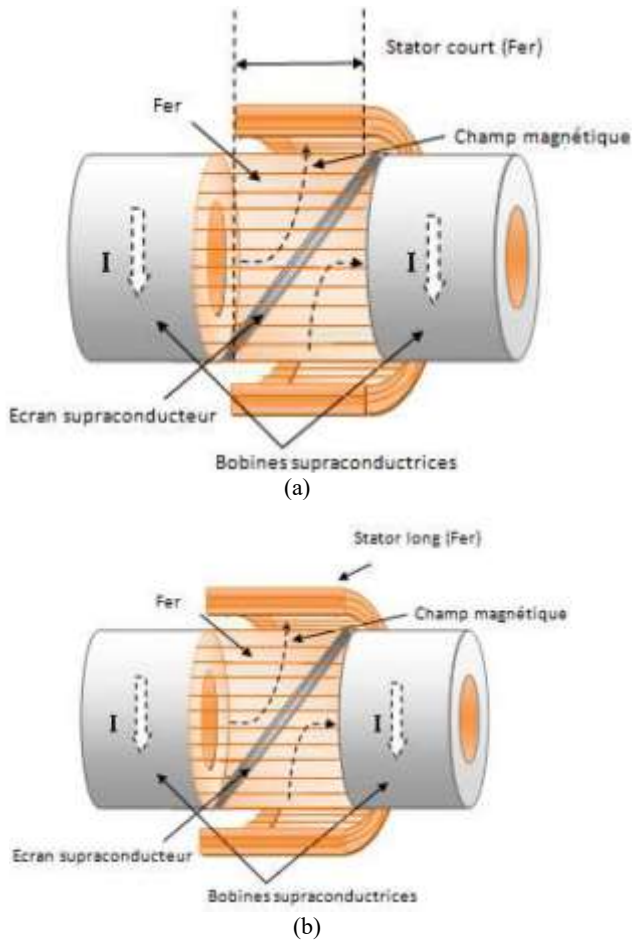


Figure 8 : Structure du moteur avec la culasse statorique

La simulation a été répétée pour déterminer quelle longueur de culasse statorique nous donne l'induction radiale maximale. Puis la structure réduite a été comparée à la structure initiale de référence ou l'induit occupe toute la longueur entre les deux solénoïdes. La figure 9 représente deux courbes de l'induction magnétique radiale B_r (Z). Après avoir calculé la valeur moyenne de l'induction radiale utile, pour chaque configuration, on obtient une induction de 1,72

T dans la topologie A et 2,06 T pour B (figure 8).

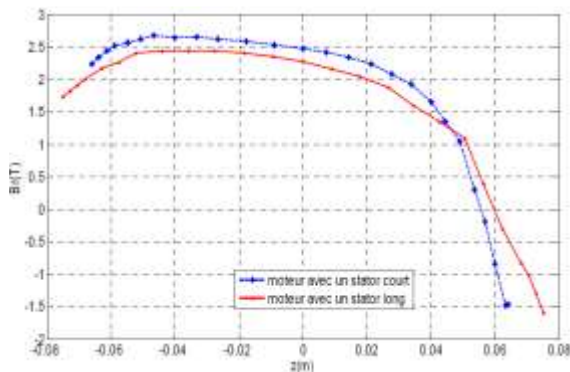


Figure 9 : Comparaison de l'induction radiale pour deux longueurs de la culasse statorique

La figure 10 représente la répartition de la composante radiale du champ magnétique sur une surface dans le plan (0,z), dans la zone utile de la machine en $r = R_{ext} + 2\text{cm}$ dans la coupe (θ , Z).

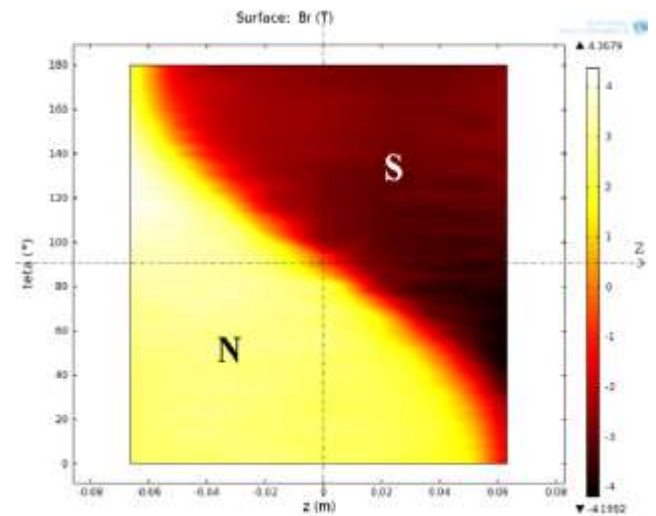


Figure 10 : Distribution du champ magnétique dans le plan (q , Z) à $r = R_{ext} + 2\text{cm}$

Cette distribution présente les deux pôles nord et sud obtenus à partir de l'inducteur étudié.

4. Conclusion

Un nouveau type de moteurs supraconducteur à griffes a été étudié. Il permet d'avoir une variation d'induction magnétique radiale de 4.12 T, cette valeur a été calculée par des simulations 3D pour deux bobines supraconductrices alimentées avec une densité de courant de 100 A/mm². Cette structure très intéressante doit permettre d'avoir des moteurs très compacts. Il reste une optimisation à faire pour que la longueur de la partie active représente à minima les 2/3 de la longueur totale de la machine. Une expérimentation de ce type d'inducteur est actuellement en cours.

Références

- [1] P. Tixador, F. Simon, H. Daffix, and M. Deleglise, "50-kW experimental superconducting permanent-magnet motor," IEEE Trans. Appl. Supercond., vol. 9, no. 2, pp. 1205–1208, June 1999.
- [2] D. Netter, J. Leveque, E. Ailam, B. Douine, A. Rezzoug, and Philippe J. Masson, Theoretical Study of a New Kind HTS Motor, IEEE TRANSACTIONS ON APPLIED SUPERCONDUCTIVITY, VOL. 15, NO. 2, JUNE 2005.
- [3] S. S. Kalsi, "Development status of superconducting rotating machines," presented at the IEEE PES Meeting New York, Jan. 27–31, 2002.

- [4] G. C. Han, K. Watanabe, S. Awaji, N. Kobayashi, and K. Kimura, "Magnetization and instabilities in melttextured YBaCuO at low temperature and high fields up to 23 T," *Physica C*, vol. 274, pp. 33–38, 1997.
- [5] P. Masson, J. Leveque, D. Netter, and A. Rezzoug, "Experimental study of a new kind of superconducting inductor," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 13, no. 2, pp. 2239–2242, Jun. 2003.
- [6] Characteristic study and three dimensional magnetic field analysis of the superconducting synchronous machine. Young-Sik Jo, Taketsune Nakamura, Tsutomu Hoshino, Yoon-Do Chung, Jung-Pyo Hong, Young-Kil Kwon. *Physica C* 416 (2004) 108–114.
- [7] Eckels, P.W., S nitchler, G. 5 MW High Temperature Superconductor Ship Propulsion Motor Design and Test Results. *Naval Engineers Journal*, Vol. 117, No. 4. (2005), pp. 31-36.
- [8] E. Ailam, D. Netter, J. Lévêque, B. Douine, Philippe J. Masson, Member, IEEE, and A. Rezzoug, Member, IEEE, Design and Testing of a Superconducting Rotating Machine, *IEEE TRANSACTIONS ON APPLIED SUPERCONDUCTIVITY*, VOL. 17, NO. 1, MARCH 2007.
- [9] R. Moulin, J. Lévêque, L. Durantay, B. Douine, D. Netter, and A. Rezzoug, Member, IEEE, Superconducting Multistack Inductor for Synchronous Motors Using the Diamagnetism Property of Bulk Material, *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 57, NO. 1, JANUARY 2010.
- [10] P. J. Masson « Etude d'écrans supraconducteurs à haute température critique massifs. Application à la réalisation d'une machine électrique de conception originale », Thèse de Doctorat, Université Henri POINCARÉ Nancy I, Nancy 2002.
- [11] T. Kiyoshi, S. Choi, S. Matsumoto, T. Asano, et D. Uglietti, « Magnetic Flux Concentrator Using Gd-Ba-Cu-O Bulk Superconductors », *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 19, no. 3, p. 2174-2177, juin. 2009.
- [12] P. Tixador « Superconducting electrical motors », *International Journal of Refrigeration* 22 (1999) 150–157, CNRS–CRTBT/LEG, B.P. 166, 38 042 Grenoble Cedex 09, France.

Etude et évaluation par simulation d'un réseau de bord d'hélicoptère

Nathalie DEVILLERS

Institut FEMTO-ST – UMR CNRS 6174

Rue Thierry-Mieg – TECHN'HOM – 90010 BELFORT Cedex

nathalie.devillers@femto-st.fr

Résumé : Dans le domaine de l'aéronautique, l'optimisation du rendement énergétique global, la réduction des masses embarquées et la nécessité de répondre aux besoins énergétiques croissants conduisent à développer des solutions innovantes pour générer l'énergie électrique, pour la distribuer, la convertir et la stocker dans un aéronef. Dans ce contexte, le projet CETIP a été mené pour développer une poutre électrique d'hélicoptère. Ce projet consiste à étudier et à évaluer de nouvelles architectures électriques et de nouvelles technologies de composants pour des hélicoptères plus électriques. Pour mener à bien cette étude, une modélisation de la poutre électrique est nécessaire en vue de réaliser des simulations numériques pour évaluer son fonctionnement. Dans une première partie, l'architecture et le modèle de la poutre électrique sont définis.

Ensuite, une structure de contrôle est proposée ainsi qu'une stratégie de gestion de l'énergie adaptée aux contraintes de l'application. Enfin, le fonctionnement de la poutre est évalué sur une mission. Les résultats de simulation sont présentés et commentés dans cet article.

1. Introduction

Depuis quelques années, on s'oriente vers une hybridation des aéronefs, privilégiant l'électricité comme vecteur énergétique [1-3]. Cette évolution s'explique par un souci d'optimisation de l'énergie embarquée, de flexibilité d'utilisation, et de réduction de la masse et des coûts d'exploitation. De fait, les besoins en énergie électrique sont de plus en plus importants et de nouvelles architectures sont développées. C'est dans ce contexte que s'inscrit le projet CETIP (Chaîne Electrique de Transmission Intégrée à une Poutre d'hélicoptère). Ce projet consiste en l'étude, la réalisation et l'évaluation d'une poutre électrique mettant en œuvre une stratégie de gestion de l'énergie. Une poutre d'hélicoptère comprend les moyens de génération, de distribution, de conversion et de stockage de l'énergie électrique.

Les enjeux de ce projet sont de répondre aux besoins énergétiques croissants ; de garantir la qualité et la stabilité du réseau, ainsi que la disponibilité de l'énergie ; de réduire les masses embarquées ; et d'optimiser le rendement énergétique global.

Pour satisfaire les deux premiers objectifs, on a étudié l'intérêt de doter un aéronef de nouvelles technologies pour la génération et le stockage de l'énergie électrique, celles-ci devant être complémentaires en termes de performances

énergétiques, de fonctionnalités et de tenue aux contraintes environnementales. La problématique du stockage de l'énergie électrique a été abordée dans [4]. Pour répondre aux objectifs de réduction des masses et d'optimisation du rendement, de nouveaux moyens de distribution et de conversion de l'énergie électrique ont été développés. Par exemple, la distribution au travers de bus continus nécessite l'intégration de convertisseurs *ad hoc*, permettant ainsi de contrôler les actionneurs associés et d'implanter des lois de gestion de l'énergie. Ces aspects ont été traités dans [5].

Pour évaluer la capacité de ces diverses solutions à résoudre les problématiques précédemment citées, on procède à des simulations numériques du fonctionnement de la poutre. Pour cela, des modèles de différentes granularités sont nécessaires. Dans des travaux antérieurs [6-11], des sous-ensembles de la poutre ont été modélisés et une évaluation par simulation de leur fonctionnement a été réalisée. Dans cet article, la modélisation et le fonctionnement de la poutre complète sont présentés.

Dans une première partie, l'architecture et la modélisation de la poutre complète sont définis. Ensuite, les aspects de contrôle/commande de la poutre sont développés, ainsi que la stratégie de gestion de l'énergie. Enfin, des résultats de simulation sont présentés pour évaluer le fonctionnement de la poutre électrique.

2. Architecture et modélisation de la poutre électrique

Dans cette première partie, l'architecture de la poutre est présentée en comparaison avec l'architecture électrique d'un aéronef existant. Ensuite, son schéma électrique est donné. Enfin, une modélisation a été réalisée à l'aide de la méthodologie REM (Représentation Energétique Macroscopique). Quelques-uns des modèles sont détaillés dans cet article.

2.1. Evolution de l'architecture

L'architecture actuelle d'un hélicoptère (Fig. 1a) est composée d'un réseau primaire alternatif 115V AC et d'un sous réseau continu 28V DC [3]. La génération électrique, pour le réseau alternatif, est assurée par un alternateur (ALT1) couplé à une turbine et/ou un alternateur auxiliaire (APU). Le bus continu est obtenu par un système redresseur (TRU) à partir du réseau AC. Lorsque l'appareil est au sol, les réseaux peuvent être alimentés par des sources externes. Un système de stockage de l'énergie de type batterie (ACC) est connecté directement au bus continu.

L'architecture de la poutre réalisée dans le projet CETIP (Fig. 1b) est différente de celle d'un aéronef actuel puisqu'elle est composée de deux bus continus reliés par un convertisseur. Ce convertisseur (CONV bus) permet un transfert bidirectionnel de l'énergie (du bus DC1 vers le bus DC2 et inversement). Cette réversibilité est une fonction supplémentaire par rapport à ce qui existe actuellement dans un aéronef. Une autre évolution importante concerne les moyens de stockage et notamment leur utilisation. Dans un aéronef actuel, le Système de Stockage de l'Energie Electrique (SSEE) fournit l'alimentation autonome pour le démarrage des turbines (S2) et l'alimentation d'urgence en cas de défaillance ou de panne du système de génération en vol. Dans la poutre, l'utilisation de composants de stockage ne se limitera pas à ces deux seules fonctions, car la stratégie de gestion de l'énergie prévoit de les solliciter tout au long de la mission. En effet, ils peuvent assurer la régulation des tensions de bus, favorisant ainsi la stabilité et la qualité du réseau et permettant de réduire la taille des filtres des actionneurs qui y sont connectés, d'où un gain de masse potentiel.

De plus, la poutre intègre des SSEE de natures différentes : accumulateurs électrochimiques (ACC) et super-condensateurs (SCAP), car ils présentent des caractéristiques énergétiques et fonctionnelles complémentaires, ce qui est nécessaire pour assurer une gestion de l'énergie efficace tout au long d'une mission et dans les conditions environnementales d'un aéronef.

2.2. Définition de la poutre

La poutre électrique est constituée de deux bus continus, reliés entre eux par un convertisseur DC/DC réversible. Sur chaque bus, sont reliées des charges consommatrices. La poutre est composée de deux systèmes « Starter/Generator » (S/G1 et S/G2) connectés via des convertisseurs au bus DC1. Des SSEE sont connectés aux deux bus, soit par l'intermédiaire de convertisseurs (pour le bus DC1), soit en hybridation directe (pour le bus DC2). Les bus peuvent être également alimentés par des sources externes (correspondant à une alimentation par prise de parc lorsque l'appareil est au sol). Le schéma électrique de la poutre est donné en figure 2.

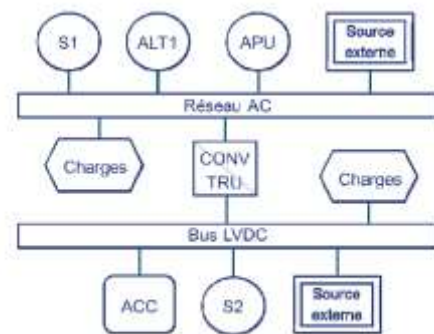


Figure 1a : Architecture à réseau AC et bus DC

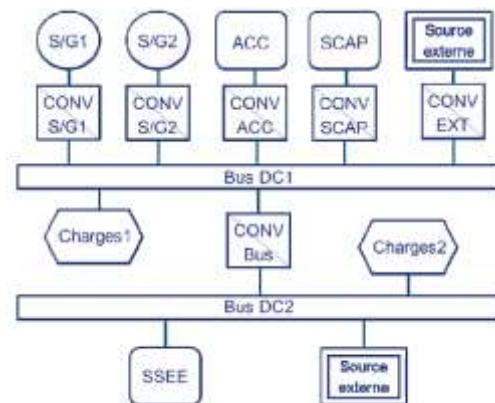


Figure 1b : Architecture à deux bus DC

2.3. Modélisation de la poutre

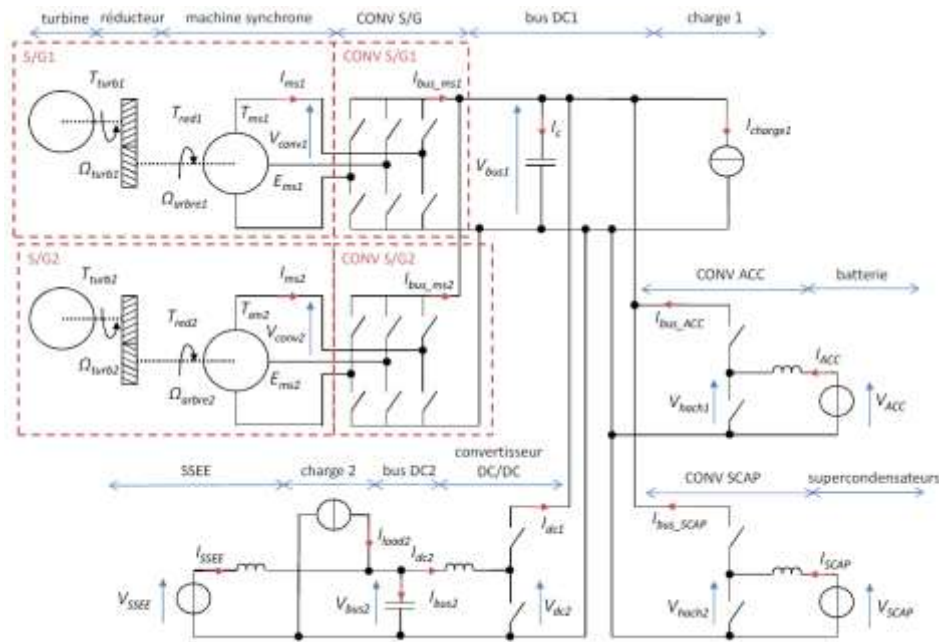


Figure 2 : Schéma électrique de la poutre électrique

La poutre électrique, telle que décrite dans le paragraphe précédent, est un système relativement complexe intégrant des composants de nature et de domaine différents. Pour organiser la modélisation de cette poutre, il existe diverses méthodologies, parmi lesquelles le Graphe Informationnel Causal (GIC) [12], le Bond Graph [13] ou la Représentation Énergétique Macroscopique (REM) [14]. Cette dernière a été retenue pour le projet car elle est particulièrement adaptée à l'étude de systèmes multi-physiques et multi-échelles [15-18]. En effet, ce formalisme propose une représentation graphique, synthétique et homogène d'un système complexe. Basée sur les principes d'action/réaction et de causalité intégrale, cette méthodologie permet de structurer la modélisation d'un système et d'identifier ses paramètres de réglage pour en définir ensuite une structure de commande.

2.3.1. REM de la poutre

La Représentation Énergétique Macroscopique de la poutre est donnée en figure 3. Les sources et les charges sont représentées par des pictogrammes ovales (« SE » pour Source Électrique et « SM » pour Source Mécanique). Les éléments d'accumulation (inductifs ou capacitifs) sont représentés par des rectangles barrés et les éléments de conversion par des rectangles et des flèches indiquant la variable de réglage. Les principaux pictogrammes sont rappelés en annexe.

2.3.2. Modèles élémentaires






Le bus DC1 est constitué d'un élément d'accumulation (condensateur) et d'un élément de couplage. L'élément d'accumulation du bus DC1 est un condensateur équivalent à la somme de tous les

condensateurs des convertisseurs connectés au bus DC1. Sur la représentation de la figure 3, il est situé sur la branche de la source SCAP, car il s'agit de la source la plus rapide, donc susceptible d'assurer la régulation de la tension du bus DC1 le plus efficacement.

L'élément de couplage assure ici la loi des nœuds, il s'agit de l'élément où convergent les courants de toutes les sources ou charges connectées au bus DC1. En effet, toutes les sources sont considérées comme des sources de courant, vues du bus.

Dans de nombreuses architectures de véhicules électriques ou hybrides [15, 17, 18], une des sources est généralement privilégiée et impose sa tension au bus, et par conséquent aux autres sources. Dans notre application, aucune source n'est présente en permanence, donc aucune source ne peut imposer sa tension au bus. Par exemple, les systèmes S/G sont des démarreurs (vus comme une charge) avant d'être des générateurs. Autre exemple, les SSEE peuvent être déconnectés des bus dans certains modes de fonctionnement.

Les modèles des sources connectées au bus DC1 ainsi que ceux de leur convertisseurs associés ont été détaillés lors de précédents travaux : les systèmes « Starter/Generator » dans [6-10] ; les systèmes de stockage dans [4, 19].

Élément	Représentation
Source d'énergie	
Accumulateur d'énergie	
Convertisseur inter-domaine (sans paramètre de réglage)	
Convertisseur intra-domaine (avec paramètre de réglage)	
Couplage	

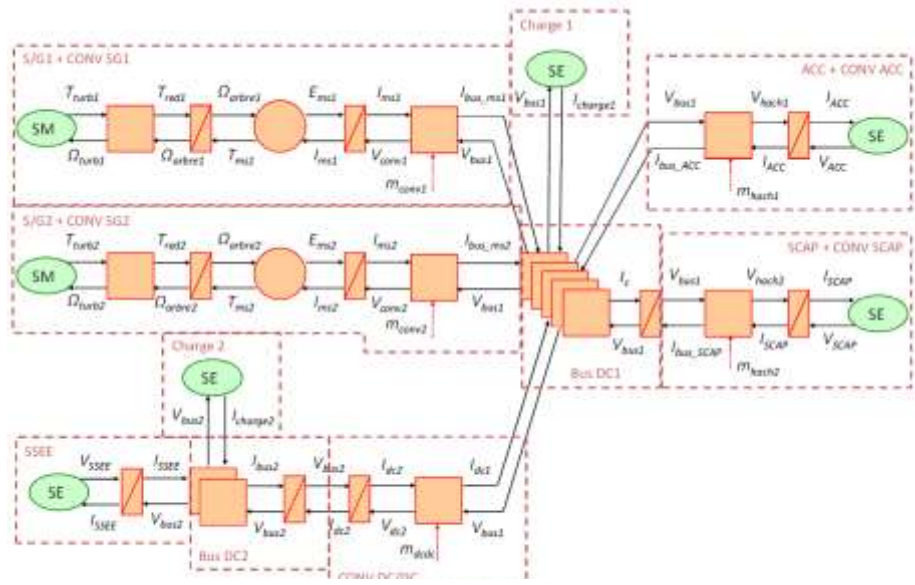


Figure 3 : Représentation Energétique Macroscopique de la poutre

La représentation du bus DC2 (figure 4) est élaborée de la même façon que celle du bus DC1 : un élément d'accumulation (condensateur) et un élément de couplage qui assure la distribution de la tension aux éléments connectés au bus.

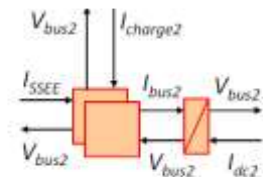


Figure 4 : Représentation du bus DC2

Le condensateur, de capacité C_2 (en F), impose la tension du bus DC2, notée V_{bus2} (en V), en amont et en aval.

L'expression de la tension est donnée dans l'équation (1). I_{dc2} est le courant dans le convertisseur entre les deux bus (en A) ; I_{bus2} est le courant du bus DC2 (en A), somme des courants $I_{charge2}$ et I_{SSEE} , donnée par la relation (2).

$$V_{bus2} = \frac{1}{C_2} \cdot \int (I_{dc2} - I_{bus2}) dt \quad (1)$$

$$I_{bus2} = I_{charge2} - I_{SSEE} \quad (2)$$

La représentation du convertisseur entre les deux bus est donnée en figure 5. Elle est constituée d'un élément de conversion avec un paramètre de réglage et d'un élément d'accumulation inductif pour permettre la connexion des bus.

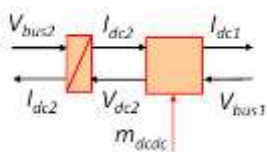


Figure 5 : Représentation du convertisseur entre les deux bus

Le modèle du convertisseur DC/DC est un modèle moyen dont les relations entre les grandeurs d'entrée et celles de sortie sont données en (3) et (4), pour un fonctionnement en mode abaisseur. Les courants I_{dc1} et I_{dc2} (en A) sont les courants du convertisseur, respectivement vu du bus DC1 et vu du bus DC2 ; V_{bus1} est la tension du bus DC1 (en V) ; V_{dc2} est la tension côté DC2 (en V) ; m_{dcdc} est le rapport cyclique du convertisseur.

$$I_{dc1} = I_{dc2} \times m_{dcdc} \quad (3)$$

$$V_{dc2} = V_{bus1} \times m_{dcdc} \quad (4)$$

La bobine du convertisseur est un élément d'accumulation qui impose le courant I_{dc2} (en A) en amont et en aval. L'expression du courant est donnée en (5). On considère que l'impédance de la bobine est composée d'une inductance L_{dcdc} (en H) et d'une résistance R_{dcdc} (en Ω).

$$I_{dc2} = \frac{1}{L_{dcdc}} \cdot \int (V_{dc2} - V_{bus2} - R_{dcdc} \cdot I_{dc2}) dt \quad (5)$$

La charge du bus DC2 est représentée par une source de courant (avec la convention inverse de celle des sources).

La source SSEE n'est pas détaillée ici, il s'agit d'une source de tension reliée au bus DC2 via un élément d'accumulation inductif.

3. Gestion de l'énergie dans la poutre

Dans cette deuxième partie, une structure de commande de la poutre est présentée. Elle est obtenue par inversion de la Représentation Energétique Macroscopique donnée dans le paragraphe précédent, et elle tient compte des limites technologiques des

composants et des spécificités liées à l'implantation physique de ces composants dans le démonstrateur. Ensuite, la stratégie de gestion de l'énergie mise au point pour répondre aux objectifs de la poutre est exposée.

3.1. Contrôle / commande de la poutre

Un des intérêts de la méthodologie REM introduite précédemment est la déduction d'une Structure Maximale de Commande (SMC) par inversion systématique du modèle. La SMC est une structure idéale qui considère que toutes les grandeurs sont disponibles en permanence. Or, dans bien des applications, certaines grandeurs ne peuvent être mesurées, et de fait, doivent être estimées. C'est le cas par exemple d'une force électromotrice d'une machine, de son couple électromagnétique, ou encore de l'état de charge d'un élément de stockage. La prise en compte de l'estimation de certaines grandeurs, ainsi que des contraintes liées à l'implantation physique dans le démonstrateur, donne lieu à la Structure Pratique de Commande (SPC). Celle-ci est donnée en figure 6.

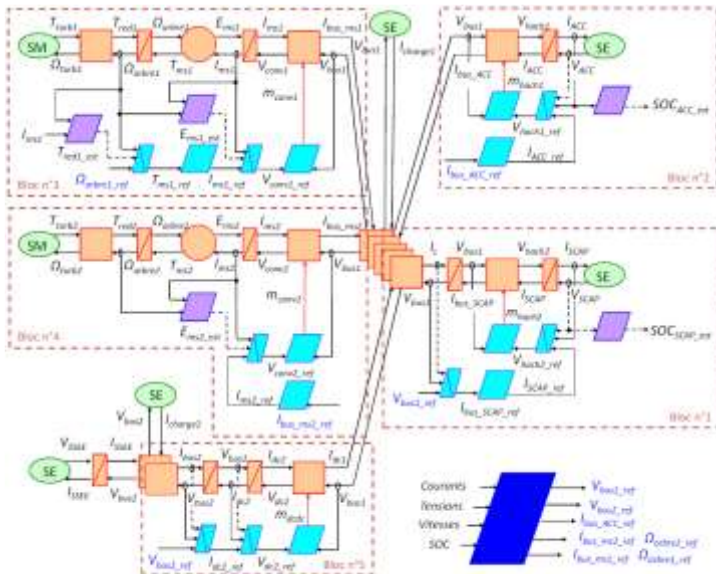


Figure 6 : Structure de commande et gestion de l'énergie de la poutre

Élément	Représentation	Inversion
Source d'énergie		
Accumulateur d'énergie		
Convertisseur inter-domaine (sans paramètre de réglage)		
Convertisseur intra-domaine (avec paramètre de réglage)		
Couplage		

Pictogrammes pour la représentation énergétique macroscopique

Dans le bloc n°1 de la représentation, le régulateur de la tension du bus DC1 est obtenu par l'inversion du condensateur équivalent du bus. Cette régulation minimise l'écart entre la mesure et la référence V_{bus1_ref} et définit une consigne en courant $I_{bus_SCAP_ref}$ au sous-système « SCAP + convertisseur » (les boucles de régulation en tension et en courant sont imbriquées). L'état de charge de la source SCAP est estimé à partir de la mesure de la tension à ses bornes.

Dans le bloc n°2 est représentée la régulation de courant de la source ACC et de son convertisseur associé. Pour cette source, la référence de courant $I_{bus_ACC_ref}$ est définie par la stratégie de gestion de l'énergie. L'état de charge de la batterie est estimé à partir de la mesure du courant par un compteur coulomb-métrique.

Dans le bloc n°3 est représentée la régulation en vitesse d'un système S/G (en mode « starter »). Le couple et la force électromotrice sont estimés à partir des mesures de courant et de vitesse. La référence de vitesse Ω_{arbre1_ref} est fixée par rapport aux caractéristiques de la turbine. La boucle de régulation du courant dans la machine est imbriquée dans la boucle de régulation de vitesse. Dans ce cas, ce sous-système est considéré comme une charge, vue du bus.

Dans le bloc n°4 est représentée la régulation en courant d'un système S/G (en mode « generator »). Pour la machine en génération, la consigne de courant I_{ms2_ref} est définie par la stratégie de gestion de l'énergie. La force électromotrice est estimée à partir de la mesure du courant et de la vitesse de la machine.

Dans le bloc n°5, le régulateur de la tension du bus DC2 est obtenu par l'inversion du condensateur de ce bus. La boucle de courant est imbriquée avec la boucle de tension au niveau du convertisseur entre les deux bus. La consigne de tension V_{bus2_ref} est fixée par la stratégie de gestion de l'énergie.

La régulation de tension du bus DC2 est réalisée par un correcteur de type PI (Proportionnel Intégral). La relation (6), définissant cet asservissement, est obtenue à partir de l'équation (1).

$$I_{dc2_ref} = \left(K_{p_{pi}} + \frac{K_{i_{pi}}}{p} \right) \cdot [V_{bus2_ref} - V_{bus2}] + I_{bus2} \quad (6)$$

La régulation de courant associée est réalisée par un correcteur de type IP. La grandeur de sortie de la régulation de tension I_{dc2_ref} correspond à la référence pour la régulation de courant. La relation (7), définissant l'asservissement en courant, est obtenue à partir de l'équation (5).

$$V_{dc2_ref} = \left(\frac{K_{p_{ip}} \cdot K_{i_{ip}}}{p} \right) \cdot [I_{dc2_ref} - I_{dc2}] - K_{p_{ip}} \cdot I_{dc2} + V_{bus2} \quad (7)$$

Le rapport cyclique du convertisseur DC/DC entre les deux bus est déterminé à partir de l'équation (4), selon la relation (8) :

$$m_{dc/dc} = \frac{V_{dc2\ ref}}{V_{bus1}} \quad (8)$$

3.2. Stratégie de gestion de l'énergie

De manière générale, la gestion de l'énergie doit garantir la fourniture d'une puissance électrique aux différentes charges à partir des diverses sources en présence, et ce de façon optimale ou la plus adaptée possible en fonction des caractéristiques des sources et en fonction des contraintes électriques sur la poutre.

La gestion de l'énergie, développée pour le projet CETIP, est une gestion globale dite « en ligne », ce qui signifie que le profil de mission de l'hélicoptère n'est pas connu *a priori*. La stratégie de gestion de l'énergie consiste donc à mesurer en temps réel l'appel de puissance (*i.e.* de courant si la tension des bus est bien régulée) des différentes charges et à le répartir, sous forme de consignes de courant, entre les sources disponibles en fonction de leurs caractéristiques. La stratégie envisagée est basée sur une répartition en fonction de la dynamique des courants admissible par les sources.

Ainsi, les générateurs (S/G), les accumulateurs (ACC) et les super condensateurs (SCAP) sont sollicités pour fournir des courants à dynamique respectivement lente, moyenne et rapide.

Pour rappel, les objectifs de la gestion de l'énergie sont, du point de vue de l'hélicoptère : la minimisation de la masse embarquée, la disponibilité de l'énergie en réponse aux besoins croissants et l'optimisation du rendement énergétique global. Ces objectifs, déclinés à la poutre électrique, sont les suivants : réguler les tensions des bus DC1 et DC2, maîtriser les états de charge des SSEE et limiter le prélèvement de puissance sur les générateurs.

Les tensions des bus sont régulées autour de références qui peuvent être modifiées par la stratégie de gestion de l'énergie, mais qui sont par défaut constantes. Comme indiqué auparavant, les courants des sources ACC, SCAP, S/G1 et S/G2 (lorsqu'ils sont en génération) et le courant du bus DC2 sont régulés autour de références fixées par la gestion d'énergie. La détermination de ces consignes de courant se fait en considérant la configuration de la poutre (c'est-à-dire selon les sources en présence), les besoins énergétiques, les états de charges des éléments de stockage et les contraintes liées aux limites technologiques des composants. La description de cette stratégie est détaillée dans [5].

Evaluation du fonctionnement de la poutre par simulation

Pour évaluer le fonctionnement de la poutre et la stratégie de gestion de l'énergie, on simule une mission en appliquant un profil de charge représentatif. En figure 7, sont représentés les courants demandés par les charges des bus DC1 et DC2 lors d'une mission de 4h environ.

Les tensions des bus DC1 et DC2 sont données en figures 8 et 9. Les régulations de tensions sont efficaces car elles sont localisées de manière optimale. En effet, la tension du bus DC1 est régulée au plus près de la source la plus dynamique (super condensateurs) et la tension du bus DC2 est régulée directement par le convertisseur entre les deux bus. On peut remarquer que, la tension du bus DC2 étant bien régulée, les SSEE connectés directement à ce bus sont peu sollicités.

En figure 10 est donnée l'évolution de la puissance transmise dans le convertisseur entre les deux bus. Cette puissance est positive car le transfert d'énergie ne se fait que dans un sens : du bus DC1 vers le bus DC2.

Les figures 11 et 12 représentent les courants (vus du bus) des sources connectées au bus DC1 sur la mission complète.

La convention utilisée est la suivante : le courant est négatif quand une source fournit un courant au bus (décharge pour les SSEE et génération pour les S/G). On peut noter que les super condensateurs sont très sollicités dynamiquement et que les accumulateurs le sont moins. Ceux-ci sont sollicités en énergie pendant la période de temps où les S/G ne sont pas opérationnels (jusqu'à 1200s). Les systèmes S/G, lorsqu'ils sont en génération, fournissent le « fond de puissance », c'est-à-dire un courant (ou une puissance) à dynamique faible, ce qui va dans le sens de la limitation de prélèvement sur les S/G. Par ailleurs, on visualise que, de 1200s à 1800s, S/G1 est démarré puis il est en génération. Vers 1800s, S/G2 est démarré puis il passe en génération en même temps que S/G1 est arrêté. A partir de 9900s, S/G1 est redémarré, puis lorsqu'il est en génération, il fournit le même courant que S/G2. En effet, la stratégie de gestion de l'énergie prévoit de répartir de manière égale le courant demandé aux S/G, lorsqu'ils sont tous deux en génération.

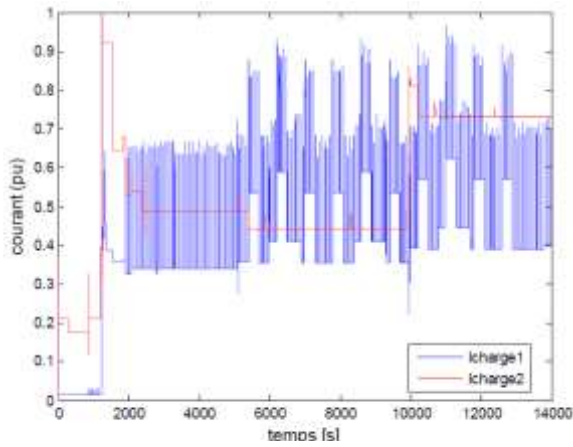


Figure 7 : Profil de charge sur une mission de 4h

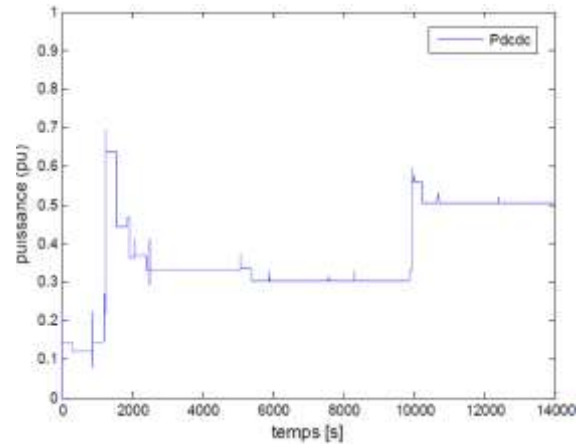


Figure 10 : Evolution de la puissance dans « CONV bus »

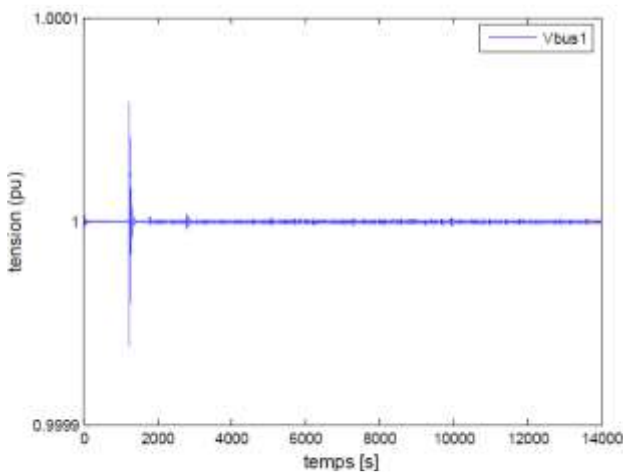


Figure 8 : Evolution de la tension du bus DC1

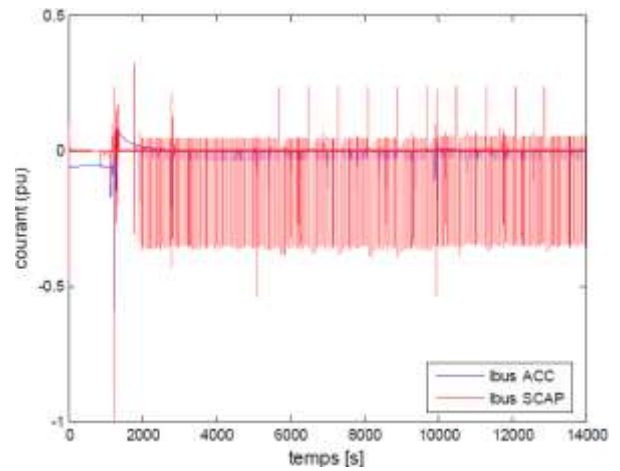


Figure 11 : Evolution des courants des sources ACC et SCAP

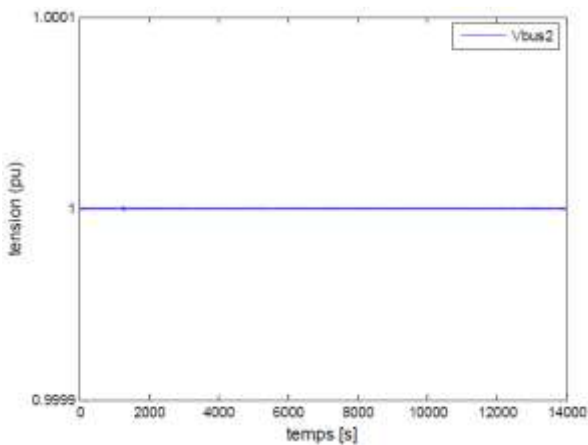


Figure 9 : Evolution de la tension du bus DC2

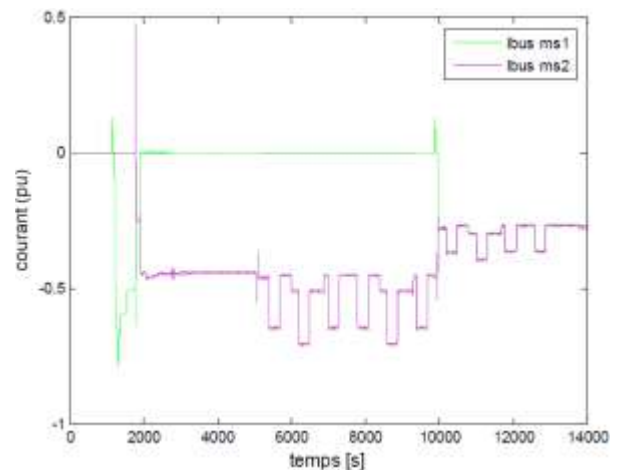


Figure 12 : Evolution des courants des sources S/G1 et S/G2

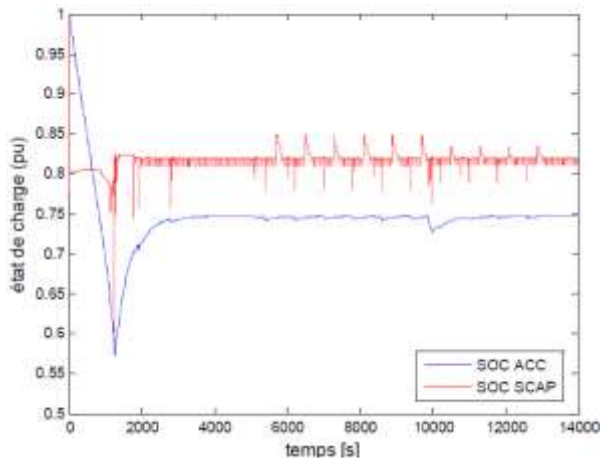


Figure 13 : Evolution des états de charge de ACC et SCAP

En figure 13, les états de charge des systèmes de stockage ACC et SCAP sont représentés. Avant 1200s, les SSEE sont les seules sources présentes sur le bus DC1 (les S/G étant non opérationnels). De fait, ils ne peuvent être rechargés et ils fournissent l'intégralité de la puissance demandée par les charges. Par conséquent, leurs états de charge chutent quasiment de moitié pendant cette période. Après 1200s, au moins un des S/G est en génération, et fournit le fond de puissance demandé par les charges et une puissance pour recharger les SSEE. Ainsi, ils participent à la régulation des états de charge des sources ACC et SCAP autour de leur référence (respectivement 75 et 82%).

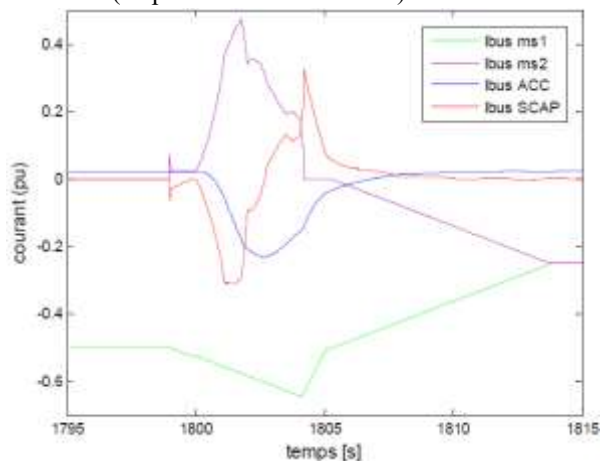


Figure 14 : Evolution des courants des sources du bus DC1

Un zoom des courants est proposé en figure 14 autour de 1800s. A cet instant, S/G2 est démarré (vu comme une charge donc $I > 0$). Le courant qu'il absorbe est fourni par les sources S/G1 (en génération), ACC et SCAP. On peut observer la répartition dynamique des courants entre ces trois sources, conformément à la loi de gestion de l'énergie définie précédemment. On note donc que les super condensateurs sont sollicités en premier lieu lors d'un impact de charge (appel de courant). On peut remarquer également qu'ils sont utiles

pour récupérer l'énergie lors d'un lâcher de charge, c'est-à-dire lorsqu'une charge est désactivée suivant une dynamique relativement forte. C'est la raison pour laquelle l'état de charge des super condensateurs est régulé autour d'une valeur inférieure à 100%.

Les résultats de simulation présentés ci-dessus montrent que les objectifs de la gestion d'énergie sont bien atteints : les tensions des bus sont bien régulées ; les états de charge des SSEE sont bien maintenus autour d'une référence définie ; le prélèvement sur les S/G est limité car les sollicitations les plus dynamiques sont réservées aux éléments de stockage.

4. Conclusion

Cet article présente l'évaluation, par simulation, du fonctionnement d'un réseau de bord d'hélicoptère. Les aspects exposés ici complètent des travaux antérieurs réalisés sur des sous-ensembles de la poutre électrique. Ces travaux ont permis de mettre en œuvre une méthodologie pour organiser la modélisation et pour définir une structure de contrôle de la poutre électrique. Ils ont permis également de définir une stratégie de gestion de l'énergie qui exploite de manière contraintes liées à l'application aéronautique, lors d'une mission. Les résultats de simulation ont montré que la stratégie de gestion de l'énergie permet d'atteindre les objectifs définis pour ce projet. La maîtrise des tensions des bus, des états de charge des éléments de stockage, et du prélèvement de puissance sur les générateurs assure la qualité et la stabilité du réseau de bord, ainsi que la disponibilité de l'énergie électrique tout au long d'une mission. Elle participe aussi à la réduction des masses embarquées, qui est l'enjeu majeur pour ce type de véhicule « plus électrique ».

5. Remerciements

Ces travaux ont été financés par la Direction Générale de l'Armement et ont été réalisés en partenariat avec Airbus Helicopters et Cirtem.

Références

- [1] O. Langlois, E. Foch, X. Roboam, H. Piquet, «De l'avion plus électrique à l'avion tout électrique : état de l'art et prospective sur les réseaux de bord», *Journées Electrotechnique du club EEA*, Cergy-Pontoise, France, (Mars 2004).
- [2] X. Roboam, «New trends and challenges of electrical networks embedded in "more electrical aircraft"», *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 26-31, (2011).
- [3] MOET Consorsio, «More Open Electrical Technologies, Technical report, MOET-0.02-AF-DEL Public Report-0001-09-R1.0», (December 2009).
- [4] N. Devillers, «Caractérisation et modélisation de composants de stockage électrochimique et électrostatique», *Thèse de doctorat de l'Université de Franche-Comté*, Belfort, (29 novembre 2012).
- [5] D. Bienaimé, «Modélisation et gestion de l'énergie d'une poutre électrique pour l'alimentation des auxiliaires de bord d'un hélicoptère», *Thèse de doctorat de l'Université de Franche-Comté*, Belfort, (19 décembre 2012).
- [6] D. Bienaimé, N. Devillers, M-C. Péra, F. Gustin, A. Berthon, M-L. Hopdjanian, «Energetic Macroscopic Representation of an electric network embedded in a helicopter», *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Chicago, USA, (September 2011).
- [7] D. Bienaimé, «Etude d'un réseau de bord d'un aéronef basée sur la Représentation Energétique Macroscopique», *Conférence des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique (JCGE)*, Belfort, (Décembre 2011).
- [8] J. Asensio-Sauto, «Modélisation et simulation d'un "starter/generator" fonctionnant sur un bus de tension continue multi-source pour application aéronautique», *Conférence des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique (JCGE)*, Belfort, (Décembre 2011).
- [9] D. Bienaimé, N. Devillers, M-C. Péra, F. Gustin, A. Berthon, M-L. Grojo, «Energetic Macroscopic Representation as an efficient tool for energy management in a hybrid electrical system embedded in a helicopter», *Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship propulsion (ESARS)*, Bologna, Italy, (October 2012).
- [10] J. Asensio-Sauto, M-L. Grojo, M-C. Péra, F. Gustin, «Modeling and simulation of a helicopter embedded direct current electrical power distribution network», *Conference on More Electrical Aircraft (MEA)*, Bordeaux, France, (November 2012).
- [11] J. Asensio-Sauto, M-C. Péra, F. Gustin, N. Devillers, M-L. Grojo, «Scalable modeling approach for assessing helicopter DC electrical power system performances», *European Conference on Electrical Power and Applications (EPE)*, Lille, France, (September 2013).
- [12] J. Hautier, J. Faucher, «Le Graphe Informationnel Causal», *Bulletin de l'Union des Physiciens*, vol. 90, pp. 167-189, (Juin 1996).
- [13] G. Dauphin-Tanguy, «Les bond graphs», *Hermès Science Publication*, (2000).
- [14] A. Bousquayrol, «Formalismes de Représentation et de Commande appliqués aux Systèmes Electromécaniques Multimachines Multiconvertisseurs», *Habilitation à Diriger des Recherches, Université des Sciences et Technologies de Lille*, (22 Décembre 2003).
- [15] W. Lhomme, «Gestion d'énergie de véhicules électriques hybrides basée sur la Représentation Energétique Macroscopique», *Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologie de Lille*, (16 Novembre 2007).
- [16] L. Boulon, «Modélisation multiphysique des éléments de stockage et de conversion d'énergie pour les véhicules électriques hybrides - Approche systémique pour la gestion d'énergie», *Thèse de doctorat de l'Université de Franche-Comté*, Belfort, (3 Juillet 2009).
- [17] A-L. Allègre, «Méthodologies de modélisation et gestion de l'énergie de systèmes de stockage mixtes pour véhicules électriques et hybrides», *Thèse de doctorat de l'Université de Lille 1*, (6 septembre 2010).
- [18] J. Solano Martinez, «Modélisation et supervision des flux énergétiques à bord d'un véhicule hybride lourd: approche par logique floue de type-2», *Thèse de doctorat de l'Université de Franche-Comté*, Belfort, (8 Février 2012).
- [19] N. Devillers, S. Jemei, M-C. Péra, D. Bienaimé et F. Gustin, «Review of characterization methods for supercapacitor modelling», *Journal of Power Sources*, vol. 246, pp. 596-608, (2014).

Estimation de production des installations PV pour différentes inclinaisons basée sur un modèle d'ensoleillement

Michael BRESSAN

CNRS-LAAS, 7 Avenue du Colonel Roche, BP 54200, 31031 Toulouse, France.

michael.bressan@laas.fr

Résumé : De nouveaux producteurs d'énergie électrique provenant de sources photovoltaïques (allant de fermes photovoltaïques pouvant constituer des micro-réseaux aux particuliers ayant quelques m² en toiture) apparaissent désormais dans le mix énergétique des réseaux de distribution électrique et doivent être pris en compte par les gestionnaires de réseau afin de continuer à garantir une qualité de l'électricité distribuée [16], [17]. La qualité du productible, les performances de l'installation photovoltaïque dans son ensemble et le prévisionnel de puissance instantanée heure par heure sont désormais des éléments clés permettant de mieux gérer ce type de source. Cela permet également d'en définir la rentabilité, les perturbations occasionnées, la durée de vie et les choix d'utilisation locale. Au laboratoire LAAS-CNRS à Toulouse, un bâtiment appelé ADREAM, présente une surface photovoltaïque de 720 m² composée de 4 champs de différentes inclinaisons avec une puissance totale de 100kWc. Les performances de ce champ expérimental complexe sont mesurées toutes les minutes. Associée aux données météo locales, l'énergie produite mesurée peut y être évaluée en quantité et qualité à chaque instant. Afin d'estimer le productible total de ces installations, il est essentiel d'évaluer l'ensoleillement que reçoit le champ PV en fonction de leurs inclinaisons et spécificités. Pour s'affranchir de l'utilisation de multiples capteurs, nous avons développé un modèle d'ensoleillement global tenant compte de l'environnement proche. A partir de l'ensoleillement global horizontal mesuré, nous avons estimé l'ensoleillement global que reçoit le champ PV pour une inclinaison et pour une orientation choisies. Les performances de ce modèle ont fait l'objet de comparaisons avec plusieurs modèles issus de la littérature, eux-mêmes testés et évalués en parallèle à partir des mesures effectuées sur le site d'ADREAM pour des inclinaisons différentes et sous différentes conditions météorologiques. Ce papier résume les principaux résultats obtenus à ce jour sur la modélisation du gisement solaire à laquelle nous avons aboutie.

1. Introduction

Avec la diminution des énergies fossiles, plusieurs sources d'énergies renouvelables sont désormais en plein essor comme par exemple l'énergie photovoltaïque (PV) qui fait l'objet de programmes de déploiements dans le cadre européen des « 3x20 ». Désormais, cette source d'énergie fait l'objet de très nombreuses installations se connectant principalement sur la partie réseau BT mais également de plus en plus d'entre elles de par les niveaux de puissance pouvant même se connecter en HTA et HTB. Au cours de ces dernières années, cette source a reçu beaucoup d'attention pour devenir une production d'électricité d'à point sur les bâtiments et permettre l'évolution de diverses réglementations dans le secteur des bâtiments basse consommation mais également à une toute autre échelle pour constituer des fermes photovoltaïques de plusieurs mégawatts. Quelle que soit la finalité, l'architecture d'un système PV raccordée au réseau est composée d'un générateur PV qui produit un courant, une tension et une puissance électriques continus (IDC, VDC, PDC) issus de groupements de panneaux. Ces paramètres varient en fonction de l'environnement proche et lointain de l'installation (ensoleillement, inclinaison et température, infrastructures). Les convertisseurs statiques, éléments indispensables de la chaîne de production PV, permettent d'extraire d'une part, la

puissance maximale issue du générateur PV à l'aide d'algorithmes dédiés (MPPT), et d'autre part transformer l'électricité continue en puissance alternative (PAC) pour la réinjecter sur le réseau ou permettre une utilisation directe en fonction des applications. Il reste toutefois difficile aujourd'hui d'en connaître les performances en condition réelle tout au long de la durée de vie de la centrale photovoltaïque. Pour évaluer et analyser les performances d'une installation PV, de nombreuses études [1], [2], [3] utilisent la méthode nommée « méthode de l'indice de performance IEC61724 ». Plusieurs modèles, basés sur cette méthode, prennent en compte différents indicateurs comme le productible solaire final, le productible de référence et le productible du champ. Ainsi le ratio de performances des installations solaires photovoltaïques est calculé à partir du rapport du productible final sur le productible de référence. Une bonne installation présente un ratio de performances se situant aux alentours de 0.6 à 0.8 [4]. Le productible de référence se calcule à partir de l'ensoleillement estimé que reçoit le champ PV pour des inclinaisons quelconques. Généralement, cette estimation d'ensoleillement est calculée à partir de données météorologiques relevées par satellite. La mise en place de nombreux capteurs de mesures suivant l'inclinaison est a priori nécessaire. Cela

nécessite une infrastructure coûteuse y compris sur le stockage des données. Pour respecter les contraintes économiques et pour s'affranchir de l'utilisation de capteurs supplémentaires, plusieurs méthodes cherchent à estimer le plus précisément possible l'ensoleillement que reçoit un champ PV d'inclinaison et d'orientation quelconques. Ces méthodes s'exécutent principalement, à partir de l'ensoleillement global horizontal mesuré. Nous pouvons ainsi citer de nombreuses études [5], [6], [7] et [8] qui permettent de prédire l'ensoleillement global que reçoit le champ PV pour une inclinaison quelconque à partir de l'ensoleillement global horizontal. Par exemple, l'étude menée par Notton [5] compare les performances de différents modèles existants de la littérature en les expérimentant pour sa localisation géographique à Ajaccio. L'erreur quadratique moyenne ou erreur RMSE (Root mean square error) est un des critères de comparaison utilisés dans cette étude. Cette erreur est définie par la relation suivante :

$$Err = \frac{\left[\frac{\sum_{i=1}^N (y_i \times x_i)^2}{N} \right]^{\frac{1}{2}}}{\bar{x}} \quad (1)$$

Avec :

- y_i : la valeur d'ensoleillement estimée
- x_i : la valeur d'ensoleillement mesurée
- N : nombre de mesures d'acquisition d'ensoleillement
- \bar{x} : nombre de mesures d'ensoleillement sur une période

Ce critère ne suffit cependant pas pour choisir un des modèles selon les lieux géographiques et leurs utilisations. En effet, par exemple, des modèles ne tiennent pas compte du rayonnement diffus et se concentrent uniquement sur le calcul du rayonnement direct [6], [12], [13]. D'autres modèles tiennent compte du rayonnement diffus et le résultat obtenu est alors combiné avec d'autres modèles pour calculer l'ensoleillement global pour une surface inclinée [7], [15]. Cependant, la précision de l'ensemble reste difficile à connaître. Il est ainsi difficile d'effectuer un choix judicieux de modèles pouvant être utilisés dans une installation afin d'en évaluer les performances.

L'exemple du tableau 1, issu de [5] montre l'estimation de l'erreur quadratique de plusieurs Modèles afin de permettre d'effectuer une première comparaison.

Nous remarquons d'après cette étude que la combinaison de deux modèles, calculant le rayonnement diffus et le rayonnement direct pour estimer l'ensoleillement pour une surface inclinée s'avère la méthode la plus précise surtout comparée aux modèles ne prenant en compte que les angles d'incidences.

Malgré tout, il nous a paru impossible d'effectuer un choix pour l'estimation du productible du bâtiment ADREAM sans aller plus loin dans l'évaluation des performances de plusieurs modèles. Nous présentons dans cet article les principaux résultats obtenus dans cette étude comparative. Pour cela, plusieurs d'entre eux ont fait l'objet d'une étude comparative plus précise à partir des données expérimentales recueillies à ce jour sur le bâtiment ADREAM.

2. Description des installations PV du laboratoire LAAS-CNRS

Le laboratoire CNRS-LAAS, situé à Toulouse a inauguré en Juillet 2012 un bâtiment expérimental nommé ADREAM (Architectures Dynamiques Reconfigurables pour systèmes Embarqués Autonomes Mobiles) [14]. Il est dédié à l'optimisation énergétique d'un bâtiment et des smart-grids et à l'intelligence ambiante, c'est-à-dire aux objets communicants de demain (véhicules, robots compagnons, mobilier, vêtement, réseaux). Grâce à ce bâtiment, le LAAS-CNRS a ainsi renforcé ses moyens expérimentaux et s'est doté d'une nouvelle plate-forme expérimentale entièrement intégrée dans le bâtiment, lui-même objet d'expérience (plus de 7000 capteurs répartis constituant une base de données très riche en évolution au fur et à mesure des expériences).

Du point de vue photovoltaïque, les puissances crêtes du site sont suffisamment représentatives pour un démonstrateur en grandeur réelle et pour effectuer des validations expérimentales en temps réel [14]. Ce bâtiment est composé d'une surface photovoltaïque de 720 m² constituée de différents champs (toiture, murs, fenêtres, mini-ferme PV, façade semi-transparente) d'une puissance totale installée de 100kWc. La figure 1 montre une vue globale du bâtiment ADREAM.

Tableau 1 : Synthèse des erreurs évaluées de type quadratiques pour les travaux de Notton à Ajaccio

Modèles	Klucher [7] /Climed2 [15]	Olmo [6]	Jimenez [12]	Circum Solar [13]
Erreur (RMSE)	11%	12%	20%	15%



Figure 1: Bâtiment ADREAM, LAAS-CNRS, Toulouse

Les installations PV du bâtiment ADREAM peuvent être décomposées en trois zones comme le montre la figure 2. La première zone constitue la façade du bâtiment avec une puissance de 38kWc représentée sur la figure 3. La puissance unitaire des modules est de 529Wc. Cette installation, orientée plein sud avec une inclinaison de 65°, a une surface approximative de 330m² et est constituée de 50% de modules bi-verre, et de 50% de modules bi-verre isolés, avec lame d'air, équipés de cellules en silicium cristallin.



Figure 2: Vue d'ensemble du bâtiment ADREAM avec les trois zones de représentés



Figure 3: Façade semi-transparente photovoltaïque de 36kWc, orientée plein Sud du bâtiment ADREAM

La deuxième zone est constituée d'une toiture expérimentale ayant une puissance totale installée de 35kWc et représentée sur la figure 4. Elle se décompose en trois champs : une toiture de 19.2kWc avec des modules verre-tedlar en silicium cristallins à inclinaison réglable de 0° à 90° et de puissance unitaire de 250Wc. Une façade tri-verre avec une puissance installée de 2.1kWc avec des modules de puissance unitaire 529Wc et

pour finir un bardage verre-tedlar avec une puissance installée de 13.4kWc avec des modules en silicium cristallins de puissance unitaire de 250Wc et de supports fixes à 90°.



Figure 4: Terrasse expérimentale de 35 kWc, située au R+1 du bâtiment ADREAM

La troisième zone correspond à l'installation située sur le toit, appelée toiture "R+2" et représentée sur la figure 5. La puissance totale installée est de 24kWc et est composée de modules en verre-tedlar en silicium cristallins de puissance unitaire de 250Wc. Son inclinaison est fixe à 10°.



Figure 5: Toiture du bâtiment ADREAM située au dernier étage

Le tableau 2 présente la puissance, le type et les équipements utilisés des différentes installations photovoltaïques de ce site expérimental.

Une station météo est située au sommet du bâtiment. Elle permet de mesurer l'ensoleillement global horizontal, la température ambiante, la pression atmosphérique, la vitesse du vent. Globalement, étant donnée la complexité de ce bâtiment et des différents champs PV, un grand nombre de capteurs est nécessaire pour en évaluer les performances. Pour éviter cela et répondre aux contraintes économiques, nous avons souhaité faire appel à des modèles d'estimation de productible quelle que soit l'inclinaison.

Avant tout, il a été nécessaire d'en évaluer les performances.

Tableau 2 : Liste du matériel qui constitue les installations photovoltaïques d'ADREAM

Champ	Puissance	Modules	Onduleurs
Façade	38kWc	Bi-verre 529Wc	6 x 5 kW SMA
			3 x 2.1 kW SMA
Toiture Expérimentale + Bardage	35kWc	TE2200 250Wc	4 x 2.5 kW TENESOL
			1 x 5kW TENESOL
			1 x 3.3 kW TENESOL
			2 x 6 kW SMA
			1 x 2.1 kW SMA
Toiture « R+2 »	24kWc	TE2200 250W	3 x 5 kW TENESOL
			3 x 2.5 kW TENESOL

Nous avons choisi ceux permettant d'estimer l'ensoleillement que reçoivent ces champs PV pour différentes inclinaisons à partir de la mesure de l'ensoleillement global horizontal [5]. Notre objectif a été de pouvoir estimer à chaque instant le productible de nos installations [4]. La connaissance du fonctionnement des installations PV est en effet essentielle pour renseigner l'utilisateur de son état à chaque instant.

3. Modèle d'ensoleillement pour une surface inclinée

Théoriquement, lorsque les capteurs photovoltaïques reçoivent un rayonnement direct perpendiculaire à leur surface active effective, ils fournissent leur maximum de puissance. Or, sur des installations fixes dans le milieu urbain ou sur support fixe, ce n'est pratiquement jamais le cas car la position du soleil varie en fonction de l'heure de la journée et en fonction des saisons. Il est alors difficile de connaître précisément le productible réel des différentes installations PV du bâtiment en fonction du rayonnement réellement reçu et en n'ayant uniquement que la mesure de l'ensoleillement horizontal. Pour des contraintes économiques, la solution de disséminer des capteurs d'ensoleillement suivant l'inclinaison des champs est trop complexe et coûteuse. Nous avons donc cherché à développer un modèle permettant d'estimer l'ensoleillement pour une surface inclinée à partir d'une seule mesure (figure 6).

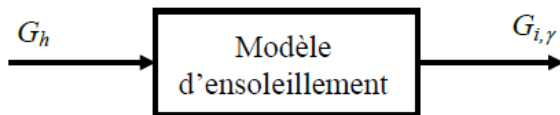


Figure 6 : Paramètres d'entrées et de sortie du modèle d'ensoleillement

G_h , représente ainsi l'ensoleillement global horizontal mesuré et $G_{i,\gamma}$, l'ensoleillement pour une surface inclinée estimée.

Pour que nous puissions effectuer des comparaisons, nous avons effectué plusieurs séries de mesures pour établir les liens physiques et les intégrer à chacun des modèles de la littérature. Ces mesures ont permis également de vérifier la précision du nouveau modèle élaboré. Sur la figure 7 (a), nous présentons des exemples

de relevés effectués sur le site d'ADREAM pour une journée pour un ciel « très nuageux » et sur la figure (b), ceux pour un ciel « partiellement nuageux ». Nous avons effectué des mesures à l'aide de deux capteurs d'ensoleillement (Spektron 320) de chez Tritec. Ces capteurs ont été déployés au niveau de l'installation du R+1 du bâtiment et ont été inclinés de la même façon que le champ PV. La période d'acquisition s'est effectuée sur 5 jours pour cette étude. Pour la figure 7, les mesures d'ensoleillement sont effectuées pour une surface inclinée de 20° et pour une surface horizontale. Nous avons choisi la mesure de l'ensoleillement global horizontal comme référence car cela représente la référence d'entrée de la plupart des modèles. Par rapport à la littérature, nous nous sommes focalisés sur l'étude des modèles permettant de déduire l'ensoleillement reçu sur une surface d'inclinaison quelconque afin d'en connaître la précision pouvant en être obtenue.

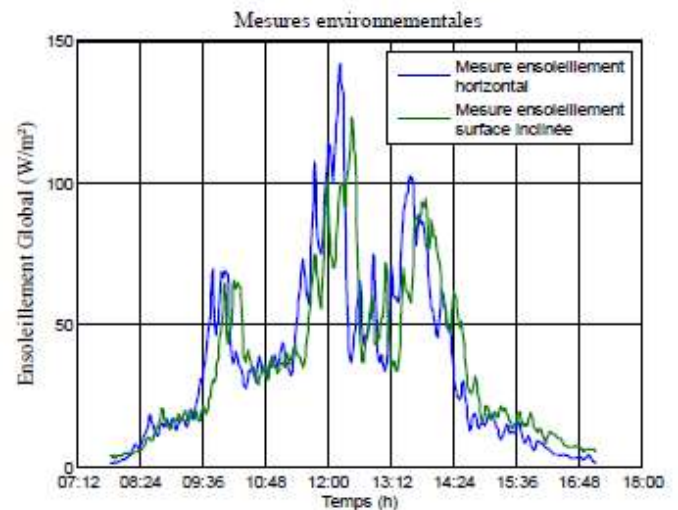


Figure 7 (a) : Mesures ensoleillement ciel « très nuageux » (16/11/2013)

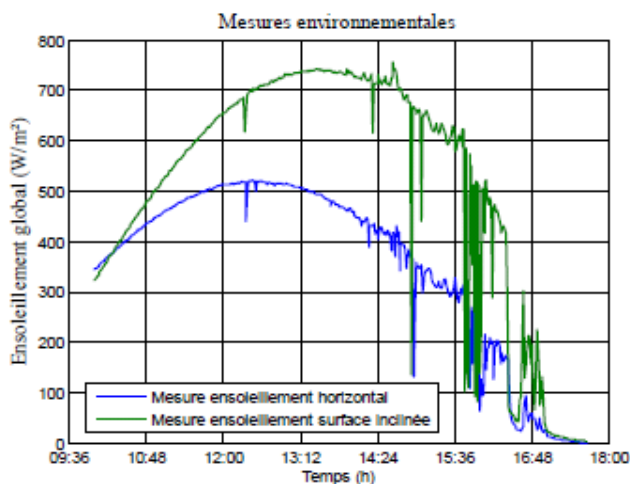


Figure 7(b) : Mesure ensevelissement ciel « partiellement nuageux » (12/11/2013)

En comparant les résultats de ces mesures avec les résultats estimés obtenus à l'aide des modèles [9], [10], [12], [13], [6], [11], nous pouvons en déduire les précisions respectives de modélisation selon le type d'ensevelissement et ce qu'il resterait à améliorer pour se doter d'une modélisation suffisamment précise pour en faire un outil d'évaluation du productible. Nous détaillons dans le paragraphe 3 les différentes équations utilisées, les phénomènes pris en compte et les résultats obtenus pour plusieurs modèles. Cela est en effet nécessaire pour mieux connaître le degré de représentativité des phénomènes physiques pris en compte et les réelles précisions obtenues.

3.1 Modèle de Bernard

Le modèle développé par Bernard and all [9] fait partie de ceux estimant l'ensevelissement pour une surface d'inclinaison et d'orientation quelconques à partir de l'ensevelissement mesuré horizontalement permettant ainsi l'économie de plusieurs capteurs. Pour mieux comprendre les équations mises en oeuvre et les calculs effectués par ce modèle, nous représentons graphiquement sur la figure 8, les différents angles pour une surface inclinée éclairée par le soleil (I) :

Premièrement, le modèle de Bernard a besoin de calculer la position du soleil. Cela passe par le calcul de la hauteur (h) et de l'azimut (a) en fonction de la déclinaison (δ), de l'angle horaire (ω), de la latitude (φ) :

$$\cosh \cdot \sin a = \cos \delta \cdot \sin \omega$$

$$\cosh \cdot \cos a = \cos \delta \cdot \cos \omega \cdot \sin \varphi - \sin \delta \cdot \cos \varphi \quad (2)$$

$$\sinh = \cos \delta \cdot \cos \omega \cdot \cos \varphi + \sin \delta \cdot \sin \varphi$$

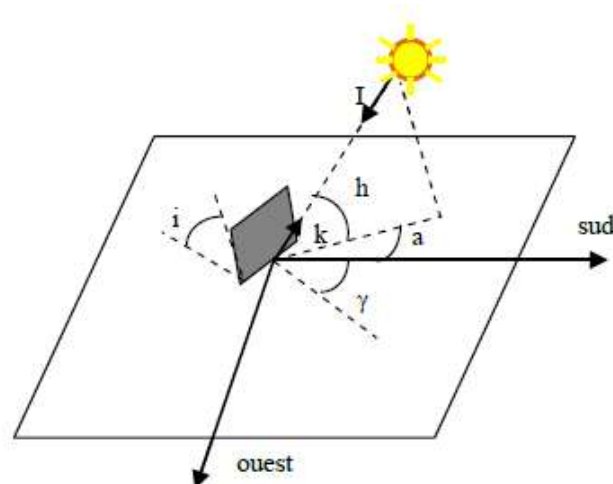


Figure 8 : Définition des angles pour une surface plane élémentaire éclairée par le soleil

Une fois cette étape effectuée, le modèle de Bernard calcule l'ensevelissement direct horizontal :

$$S_h = 1353 \cdot \left(1 + 0,034 \cdot \cos \left(\frac{360 \cdot (n - 2,72)}{365,25} \right) \right) \cdot \sin h \quad (3)$$

La dernière étape dans le calcul de l'ensevelissement global incliné consiste à identifier les rapports d'éclaircissement existants. Les mesures expérimentales de l'éclaircissement solaire sont le plus souvent effectuées pour des surfaces horizontales. Pour connaître, à partir de ces mesures, l'éclaircissement sur une surface d'inclinaison et d'orientation quelconque ($G(i, \gamma)$), il est nécessaire d'introduire une caractéristique appelée « rapport d'éclaircissement ».

Pour le rapport de l'éclaircissement direct nommé (R_s), il peut être calculé en fonction de l'inclinaison (i), l'azimut (a), la hauteur (h) et l'orientation (γ). De même le rapport de l'éclaircissement global (R_g) est calculé à partir de l'ensevelissement direct horizontal calculé (S_h), l'ensevelissement global mesuré (G_h), l'albédo du sol (alb), l'inclinaison (i) et le rapport d'éclaircissement direct (R_s). Ainsi :

$$R_s = \frac{\sin i \cdot \cos(a - \gamma)}{\tan h} + \cos i$$

Et

$$(4)$$

$$R_g = \left(R_s - \frac{1 + \cos i}{2} \right) \frac{S_h}{G_h} + \frac{1 + \cos i}{2} + \left(\frac{1 - \cos i}{2} \right) \cdot alb$$

Le calcul de l'ensevelissement pour une surface d'inclinaisons et d'orientations quelconques est alors

$$G(i, \gamma) = R_g \times G_h \quad (5)$$

A partir des mesures expérimentales (figure 7) et par comparaison avec l'ensoleillement global incliné mesuré, nous obtenons les résultats décrits sur la figure 9 qui illustrent la précision du modèle de Bernard pour une inclinaison de 20° et une orientation de 45°:

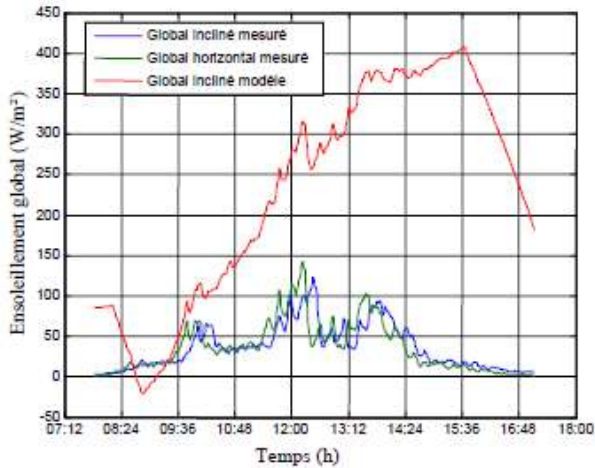


Figure 9 (a) : Mesures/ Modèle ensoleillement ciel « très nuageux »

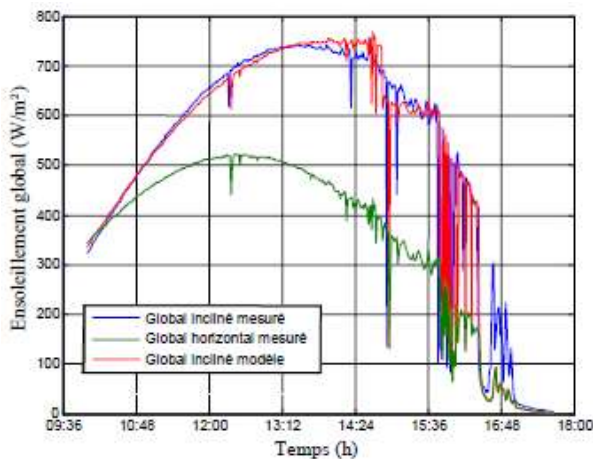


Figure 9 (b) : Mesures/Modèle ensoleillement ciel « partiellement nuageux »

Nous pouvons constater que pour le cas « ciel très nuageux », le modèle de Bernard ne suit pas du tout la mesure. D'après le calcul de l'erreur RMSE pour le modèle de Bernard avec les données expérimentales d'ADREAM, l'erreur quadratique pour le cas « ciel partiellement nuageux » est estimée à 17%. Par contre, pour le cas « ciel très nuageux », le modèle s'avère non adapté à ce type d'ensoleillement. En fait, dans le modèle de Bernard, le calcul du rayonnement direct (S_h) s'effectue pour un ensoleillement très clair sans facteur d'atténuation. Or, le rayonnement direct est pratiquement nul pour un ciel très nuageux. En proportion, l'ensoleillement diffus devient majoritaire dans ces conditions. Par conséquent, ce modèle ne tenant pas vraiment en compte l'ensoleillement diffus, il ne peut représenter l'ensoleillement pour un ciel « très nuageux ». Globalement, nous pouvons illustrer ces phénomènes physiques en figure 10 montrant que l'ensoleillement est

en réalité constitué à partir de trois types de rayonnement dont le pourcentage varie en fonction des données météo et de l'environnement proche de l'installation.

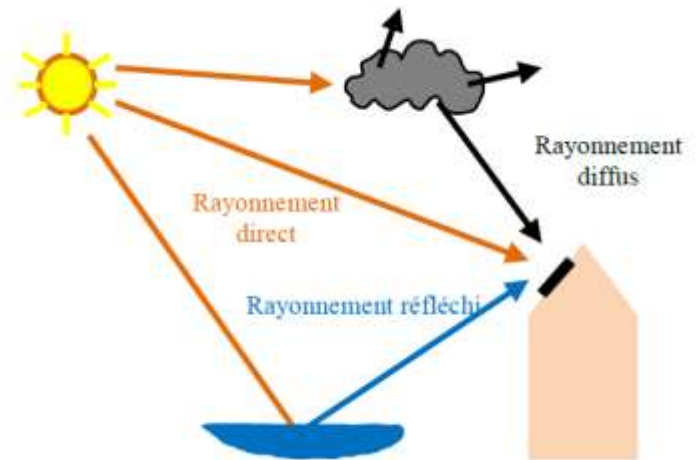


Figure 10 : Représentation des différents rayonnements solaires terrestres reçus sur une installation donnée

3.2 Modèle Capderou

Le modèle Capderou [10] reprend pratiquement les mêmes équations que celles présentées précédemment. Par contre, pour le calcul de l'éclairement direct horizontal, un facteur d'atténuation représentant la qualité de l'air est pris en compte tel que :

$$S_h = 1353. \left(1 + 0,034. \cos \left(\frac{360.(n-2,72)}{365,25} \right) \right) \cdot \sin h \cdot e^{-m_A \delta_R}$$

$$m_A = \frac{P_{am}}{101325 \left(\sin \sin(h) + 9,40 \times 10^{-4} [\sin \sin(h) + 0,0678]^{-1,253} \right)}$$

$$\delta_R = \frac{1}{9,4 + (0,9.m_A)} \quad (6)$$

Avec

- m_A : la masse d'air d'optique (masse atmosphérique)
- δ_R : le coefficient de Rayleigh

Ce modèle cherche en effet à tenir compte d'une mesure supplémentaire qu'est la pression atmosphérique afin d'estimer la masse d'air optique. Ce paramètre s'avère intéressant car il renseigne sur le taux d'opacité du ciel. Nous appliquons au modèle de Capderou les mesures d'ensoleillement de la figure 7 et nous obtenons la figure suivante.

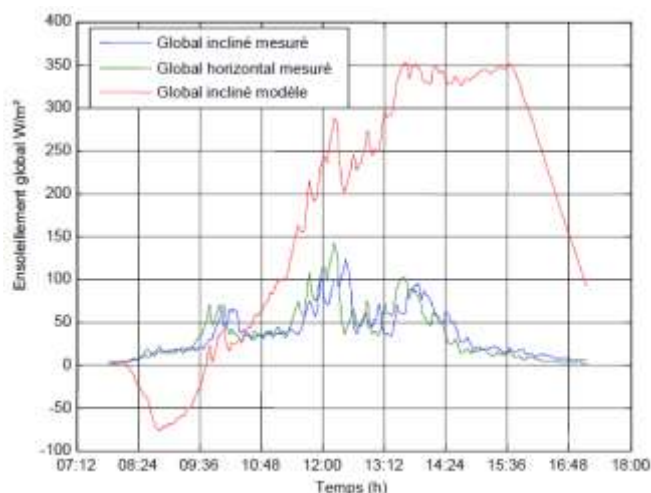


Figure 11 (a) : Mesure/ Modèle ensoleillement ciel « très nuageux »

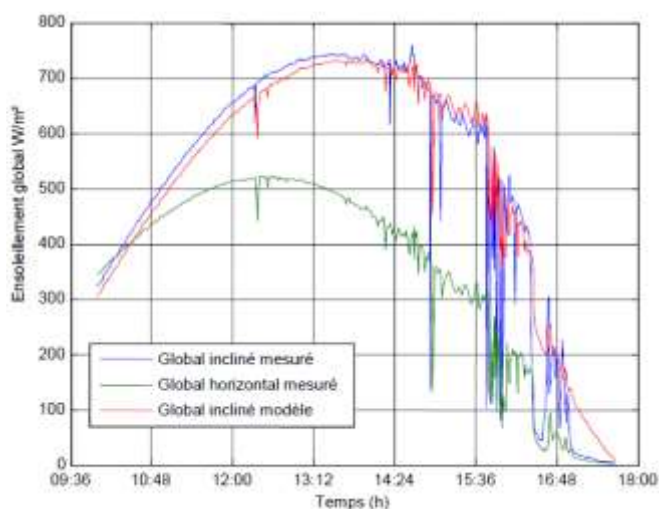


Figure 11 (b) : Mesure/Modèle ensoleillement ciel « partiellement nuageux »

Pour le cas de la figure 11(b), avec le facteur d'atténuation pris en compte, l'erreur quadratique s'est améliorée et est évaluée à 13,36%. Par contre, le constat reste toutefois le même que pour le modèle de Bernard concernant le cas d'ensoleillement très nuageux. Ce modèle passe par le calcul de l'ensoleillement direct horizontal comme le modèle précédemment et malgré le facteur d'atténuation, la modélisation d'un « ciel très nuageux » n'était pas dans les exigences de ce travail.

3.3 Modèle HDKR

Un autre modèle appelé HDKR (Hay, Davies, Klucher, Reindl) [11], nous a semblé intéressant car contrairement aux deux premiers, il cherche à évaluer le rayonnement diffus. Pour cela, il propose de calculer le rayonnement diffus horizontal (Dh) à partir du rayonnement direct horizontal (Sh). L'estimation de l'ensoleillement pour une surface inclinée $G(i,\gamma)$ est alors obtenue dans ce modèle par l'équation suivante :

$$G(i, \gamma) = (S_h + D_h \cdot \tau_s) R_s + D_h (1 - \tau_s) \frac{1 + \cos i}{2} \times \dots$$

$$\dots \left(1 + \sqrt{\frac{S_h}{G_h}} \sin^3 \left(\frac{i}{2} \right) \right) + G_h \cdot alb \left(\frac{1 - \cos i}{2} \right) \quad (7)$$

Sur la figure 12, nous illustrons les résultats du modèle HDKR pour les mesures de la figure 7.

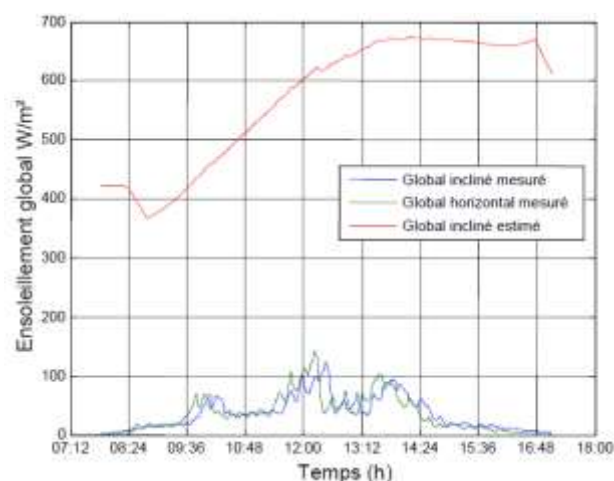


Figure 12 (a) : Mesure/ Modèle ensoleillement ciel « très nuageux »

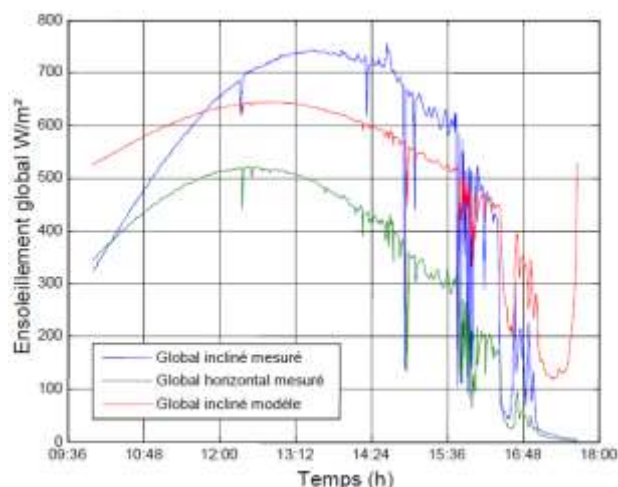


Figure 12 (b) : Mesure/Modèle ensoleillement ciel « partiellement nuageux »

Le fait de rajouter une composante supplémentaire dans le calcul du modèle et notamment le rayonnement diffus devrait permettre a priori d'obtenir des résultats plus cohérents avec les mesures dans le cas du ciel « très nuageux ». Or, dans notre cas, nous pouvons constater sur la figure 12 (a) que le modèle ne correspond pas aux mesures. Pire, pour la figure 12 (b), nous perdons en précision par rapport aux deux premiers modèles avec une erreur quadratique de 35%.

3.4 Modèle de Olmo

Le modèle de Olmo [6] prend lui en compte l'indice de clarté (K_t). Contrairement aux autres modèles, il s'affranchit du calcul du rayonnement direct horizontal en calculant l'angle d'incidence pour un plan incliné (Ψ) et le calcul de l'angle d'incidence pour un plan horizontal (Ψ_z). Ces angles se calculent toujours par rapport à la position du soleil c'est-à-dire en fonction de la hauteur (h) et de l'azimut (a). Un facteur de réflexion est alors calculé en fonction de l'albédo du sol et de l'angle d'incidence (Ψ). La relation de l'ensoleillement global ($G(i, \gamma)$) proposée par Olmo sur une surface inclinée est alors la suivante :

$$G(i, \gamma) = G_h \cdot e^{-K_t(\Psi^2 - \Psi_z^2)} \cdot \left(1 + alb \cdot \sin \frac{\Psi}{2}\right) \quad (8)$$

Nous illustrons, dès lors, les performances du modèle de Olmo avec les mesures d'ensoleillement de la figure 7. Nous constatons sur la figure 13 (a) que le modèle suit la mesure de l'ensoleillement horizontal et non pas celle pour la surface inclinée. Le décalage temporel n'est en fait pas pris en considération. L'erreur quadratique entre le modèle et la mesure est évaluée à 58% dans ces conditions. Sur la figure 143 (b), pour un ciel partiellement nuageux, nous avons une erreur quadratique estimée à 15% pouvant être comparée aux deux premiers modèles. Ce modèle peut ainsi correspondre à nos attentes si nous arrivons à résoudre la question du décalage temporel sur la mesure du ciel « très nuageux ».

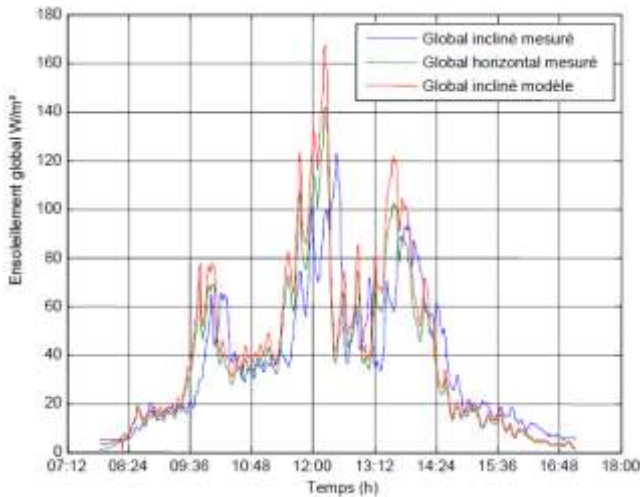


Figure 13 (a) : Mesure/Modèle ensoleillement ciel « très nuageux »

Les modèles de Jimenez [12] et de Circum Solar [13] sont proches du modèle de Olmo. Nous sommes en cours d'évaluation de leurs performances. Toutefois, pour le site d'ADREAM, nous avons décidé d'utiliser la même démarche de calcul que le modèle HDKR pour évaluer le rayonnement diffus pour une surface horizontale. En combinant ce résultat à deux modèles existants effectuant des calculs précis de rayonnement direct, nous pensons obtenir de meilleurs résultats.

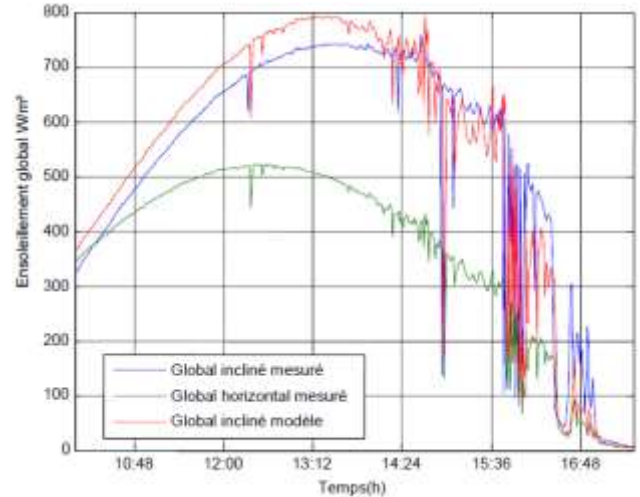


Figure 13 (b) : Mesure/Modèle ensoleillement ciel « partiellement nuageux »

3.5 Modèle Climed2/Klucher

Les modèles présentés précédemment prenant en compte soit le rayonnement direct horizontal, soit les angles d'incidences, ne correspondaient pas à nos attentes. Dans l'étude de Notton [5], nous avons repéré que la combinaison des deux modèles Klucher [7] et Climed2 [15] présente l'erreur quadratique la plus faible soit de 11% pour les données d'ensoleillement d'Ajaccio sur un an.

Le modèle Climed2 [15] permet de calculer le rayonnement diffus pour une surface horizontale. A partir de la mesure de l'ensoleillement global horizontal, il déduit l'indice de clarté établi par la relation suivante :

$$M_T = \frac{G_h}{I = 1367 \left(1 + 0,0033 \cdot \cos \left(\frac{360n}{365}\right)\right) \cdot \sin h} \quad (9)$$

Cet indice est calculé par rapport à la référence d'ensoleillement. Ainsi, suivant la valeur de l'indice, le rayonnement diffus horizontal peut être estimé :

$$D_h = (0,995 - 0,08 \cdot M_T) \cdot G_h$$

si $M_T \leq 0,21$

$$D_h = (0,724 + 2,738M_T - 8,32M_T^2 + 4,967M_T^3) \cdot G_h$$

Si $0,21 \leq M_T \leq 0,76$

$$D_h = 0,180 \cdot G_h$$

Si $M_T > 0,76$ (10)

Le rayonnement diffus pour une surface inclinée se calcule à l'aide d'une fonction de modulation qui permet de déterminer l'ampleur des effets d'un ciel clair en fonction de la mesure d'ensoleillement :

$$F = 1 - \frac{D_h}{G_h} \tag{11}$$

Dès lors, le rayonnement diffus pour une surface inclinée et pour une orientation en fonction des angles d'incidence et zénithal est donné par l'équation suivante :

$$D_{i,\gamma} = D_h \left[0,5 \left(1 + \cos \left(\frac{i}{2} \right) \right) \right] \cdot \left[1 + F \cdot \sin^3 \left(\frac{i}{2} \right) \right] \times \dots \tag{12}$$

$$\dots \left[1 + F \cdot \cos^2(\theta) \cdot \sin^3(\theta_z) \right]$$

Avec :

- θ : L'angle d'incidence
- θ_z : l'angle zénithal

Les angles d'incidence (θ) et zénithal (θ_z) sont calculés en fonction de l'azimut (a), la hauteur (h), l'inclinaison (i) et l'orientation (γ). Ensuite, nous connaissons la relation liant les trois rayonnements :

$$G = S + D \tag{13}$$

Iqbal [13] propose une relation permettant de calculer le rayonnement global pour une surface inclinée à partir de la relation (13) en y ajoutant le rayonnement réfléchi en fonction de l'albédo du sol et l'inclinaison.

$$G_{i,\gamma} = S_{i,\gamma} + D_{i,\gamma} + 0,5 \cdot G_h \cdot alb(1 - \cos i) \tag{14}$$

Avec :

- G_i : Ensoleillement estimé pour une surface inclinée
- $S_{i,\gamma}$: Rayonnement direct pour une surface inclinée
- $D_{i,\gamma}$: Rayonnement diffus pour une surface inclinée
- G_h : Ensoleillement horizontal mesuré
- alb : albédo du sol

Les résultats obtenus avec les mêmes mesures que précédemment sont illustrés sur la figure 14.

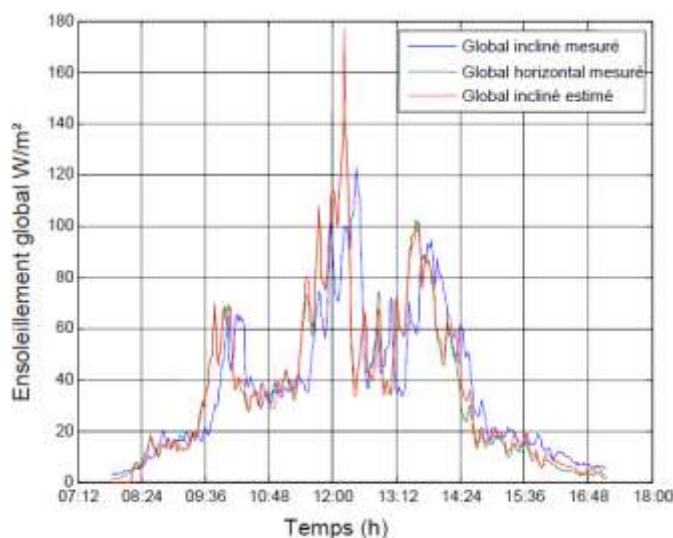


Figure 14 (a) : Mesure/ Modèle ensoleillement ciel « très nuageux »

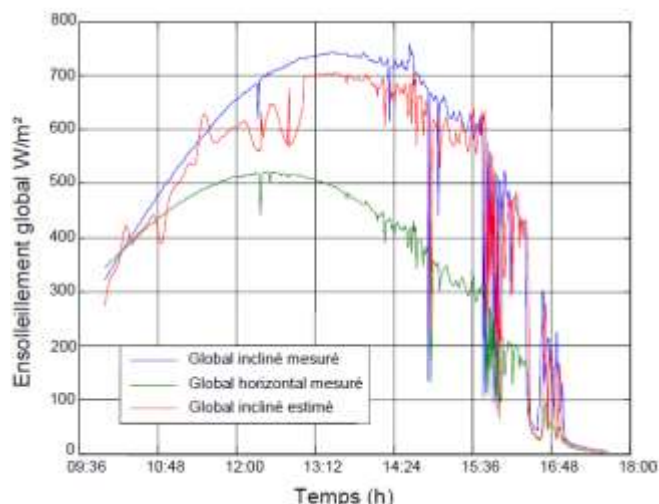


Figure 14 (b) : Mesure/Modèle ensoleillement ciel « partiellement nuageux »

Nous constatons que la combinaison des deux modèles pour les deux mesures correspond mieux à nos attentes. L'erreur quadratique pour la figure 14 (a) est en effet encore évaluée à 49% en raison d'un décalage temporel dont la cause n'est pas encore identifiée. Pour la figure 14 (b), le décalage temporel a une influence moindre mais dégrade cependant l'erreur à 15% au lieu de 11%.

Pour que ces modèles deviennent des outils d'évaluation de productibles présentant une précision suffisante, il reste encore plusieurs améliorations à apporter. Ceci constitue aujourd'hui l'objet d'études actuelles développées au sein du LAAS afin notamment de mieux tenir compte des données météo et de l'environnement proche. Nous avons ainsi décidé d'étudier également en parallèle la pertinence de la combinaison du modèle Climed2 avec le modèle de Bernard. La différence est qu'au lieu de calculer le rayonnement diffus pour une surface inclinée (Klucher) à partir du rayonnement diffus pour une surface horizontale (Climed2), nous déduisons seulement le rayonnement direct horizontal en utilisant la relation (13). Dès lors, par le biais du calcul du rapport d'éclairement du global (R_g) du modèle de Bernard, nous pouvons estimer le rayonnement global pour une surface inclinée et une orientation choisie.

3.6 Modèle Climed2/Bernard

La démarche de notre travail consiste à combiner également des relations de plusieurs modèles en calculant les rayonnements diffus (D) et direct (S) pour une surface horizontale calculée par Climed2 [15] au lieu de ceux du modèle de Bernard [9]. Ensuite, nous utilisons les relations (4) et (5) du modèle de Bernard afin d'estimer le rayonnement global pour une surface et une orientation choisie en fonction du rayonnement direct horizontal calculé.

A partir de là, nous pouvons déduire le rayonnement manquant c'est-à-dire le rayonnement direct horizontal (Sh) grâce à la relation (8) liant le rayonnement global horizontal (Gh) et le rayonnement diffus horizontal (Dh). Ainsi, nous pouvons établir cette relation :

Ainsi, pour calculer le rayonnement global que reçoit un plan incliné $G(i,\gamma)$, nous utilisons les équations donnée par le modèle Bernard [9]. Pour cela nous utilisons les relations (4) et (5) qui permettent à l'aide du rapport d'éclairement global (Rg) de déterminer le rayonnement reçu pour une surface inclinée. Ainsi, nous obtenons les figures suivantes.

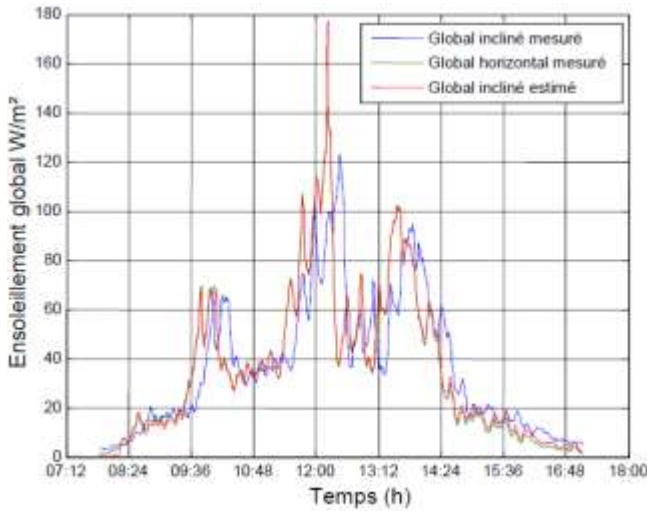


Figure 15 (a) : Mesure/ Modèle ensoleillement ciel « très nuageux »

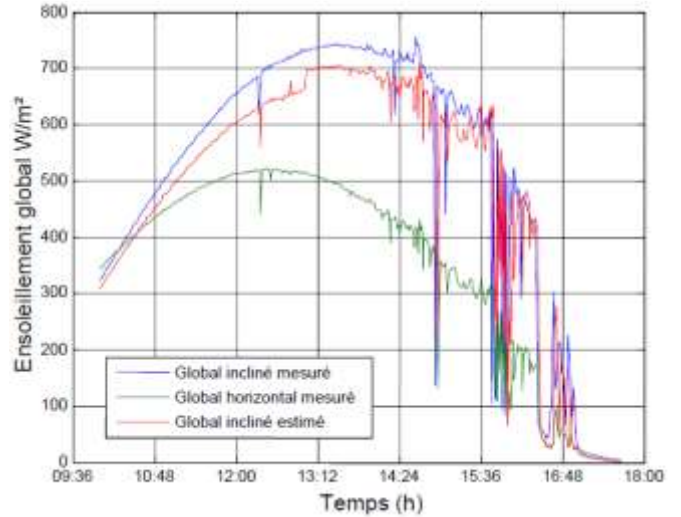


Figure 15 (b) : Mesure/Modèle ensoleillement ciel « partiellement nuageux »

L'erreur quadratique pour la figure 15 (a) est en effet encore évaluée à 49%. Pour la figure 15 (b), l'erreur est évaluée à 13% au lieu de 15% pour le modèle précédent. Là aussi, les études sur le LAAS continuent pour voir dans quelle mesure nous pouvons améliorer ces modélisations. La synthèse des résultats obtenue à ce jour est répertoriée dans le tableau 3.

Nous remarquons que dans la plupart des modèles étudiés, pour le cas du ciel « très nuageux » (ciel (a)), les erreurs sont indéterminées ou bien très élevées. Les modèles de Bernard et de Capderou utilisent le rayonnement direct horizontal afin de déterminer le rayonnement que reçoit le champ PV incliné.

Tableau 3 : Synthèse des différents modèles évalués sur le site du LAAS

Modèles	Bernard [9]		Capderou[10]		HDKR[11]		Olmo[6]		Jimenez[12]		Circum solar[13]		Climed2[15]/ Klucher[7]		Climed2[15]/ Bernard[9]	
	Ciel (a)	Ciel (b)	Ciel (a)	Ciel (b)	Ciel (a)	Ciel (b)	Ciel (a)	Ciel (b)	Ciel (a)	Ciel (b)	Ciel (a)	Ciel (b)	Ciel (a)	Ciel (b)	Ciel (a)	Ciel (b)
Erreur RMSE	Ind	17%	Ind	13%	Ind	35%	58%	15%	74%	13%	89%	13%	49%	15%	49%	13%

Ind : Indéterminé
Ciel (a) : ciel « très nuageux »
Ciel (b) : ciel « partiellement nuageux »
RMSE : "Root Mean Square Error"

Nous remarquons que pour le cas du ciel (a), ces modèles ne correspondent pas aux attentes de notre travail car l'erreur est trop conséquente. Les modèles de Olmo, de Jimenez et de Circum Solar ne prennent pas en considération ni le calcul du rayonnement direct, ni celui du rayonnement diffus pour déterminer l'ensoleillement d'une surface inclinée. Nous remarquons cependant que l'erreur est acceptable pour le cas ciel (b) contrairement à celui du ciel (a). Le modèle HDKR prend en compte le calcul des rayonnements direct et diffus mais on s'aperçoit

que pour nos mesures, ce modèle présente des erreurs très importantes. Si nous utilisons par exemple deux combinaisons de modèles comme pour le cas Klucher/Climed2, nos résultats s'améliorent considérablement sans atteindre toutefois les précisions souhaitées en début d'étude. Nous avons ainsi opté de même que dans l'étude de Notton pour une combinaison de modèles. Nous avons ainsi repris le modèle de Bernard qui nous permet à l'aide de rapport d'éclairement de calculer le rayonnement

direct souhaité. Par contre, pour le rapport d'éclaircissement du rayonnement global, la relation prend en compte uniquement le calcul du rayonnement direct horizontal. Or, nous avons constaté que le calcul de ce rayonnement par la méthode Bernard ne rentre pas en adéquation avec nos mesures. Par contre, Climed2 propose une méthode de calcul qui donne des résultats satisfaisants pour nos mesures dans le cas de rayonnement majoritairement diffus. La combinaison de ces deux modèles présentent de meilleurs résultats et semblent même s'améliorer en précision par rapport à la combinaison Climed2/Klucher (13% au lieu 15%). Une campagne de mesures systématique va être effectuée sur le LAAS afin d'avoir un maximum de cas d'études du type de rayonnement global avec plusieurs pourcentages de rayonnements direct, diffus et réfléchi. Ces mesures fond l'objet de plus d'attention pour éviter des erreurs de métrologie. Nous pensons ainsi obtenir un modèle plus précis pour les différentes conditions météorologiques.

4. Conclusion

Différents modèles permettant d'estimer l'ensoleillement pour une surface inclinée ont été étudiés par rapport à deux types de mesures effectuées pour un ciel « très nuageux » et un ciel « partiellement nuageux » sur le site d'ADREAM. Nous avons ainsi étudié plusieurs modèles comprenant ou non le calcul du rayonnement direct et du rayonnement diffus. Nous avons pu en évaluer l'erreur quadratique par rapport aux mêmes mesures. La combinaison de deux modèles Klucher/Climed2 peut correspondre à nos attentes bien qu'elle soit encore loin d'une précision suffisante pour effectuer des études de productibles précises. Nous avons utilisé la combinaison de deux modèles présentés Climed2/ Bernard qui donnent une légère amélioration pour le ciel « partiellement nuageux » mais pas pour le ciel « très nuageux ». Pour compléter l'analyse comparative de ces modèles, nous nous proposons d'effectuer cette démarche pour plusieurs mesures sur plusieurs jours selon plusieurs conditions météorologiques afin d'améliorer globalement la démarche de modélisation ainsi entreprise.

Références

- [1] B. Decker and U. Jahn "Performance of 170 grid connected PV Plants in northern Germany—Analysis of yield and optimization potentials", *Solar Energy* Vol. 59, Nos. 4-6, Page(s): 127-133, 1997
- [2] E. Kymakis, S. Kalykakis, T. M. Papazoglou, "Performance analysis of a grid connected photovoltaic park on the island of Crete", *Energy Conversion and Management* 50 (2009) Page(s): 433–438
- [3] S.M. Pietruszko, M. Gradzki, "Performance of a grid connected small PV system in Poland", *Applied Energy* 74 (2003) Page(s): 177–184
- [4] Y. Ueda, K. Kurokawa, T. Itou, K. Kitamura, M. Yokota, H. Sugihara, "Performance ratio and yield

- analysis of grid connected clustered PV systems in Japan", *Photovoltaic Energy Conversion, Conference Record of the 2006 IEEE 4th World Conference*, Page(s) : 2296-2299
- [5] G. Notton, P. Poggi, C. Cristofari, "Predicting hourly solar irradiations on inclined surfaces based on the horizontal measurements: Performances of the association of well-known mathematical models", *Energy Conversion and Management* 47 (2006) 1816–1829
- [6] F.J. Olmo, J. Vida, I. Foyo, Y. Castro-Diez, L. Alados-Arboledas, "Prediction of global irradiance on inclined surfaces from horizontal global irradiance", *Energy* 24 (1999) Page(s): 689–704
- [7] T.M Klutcher, "Evaluation of models to predict insolation on tilted surfaces", *Solar Energy* Vol. 23, Page(s): 111-114 Pergamon Press Ltd., 1979. Printed in Great Britain
- [8] D. T. Reindl, W. A. Beckman, and J. A. Duffie, "Evaluation of hourly tilted surface radiation models", *Solar Energy* Vol. 45. No. 1.0 Page(s): 9-17. 1990
- [9] J. Bernard, Ouvrage: *Energie solaire : Calcul et optimisation*, Edition Ellipses, 2004
- [10] M. Capderou, "Atlas Solaire de l'Algérie, Modèles Théoriques et Expérimentaux", Office des Publications Universitaires, Alger, 1988
- [11] J. A. Duffie and W. A. Beckman, "Solar Engineering of Thermal Processes", Wiley, Fourth Edition, USA, 2013
- [12] Jimenez JI, Castro Y. "National assembly of geophysics and geodesy", vol. II; 1986. p. 805.
- [13] Iqbal M. "An introduction to solar radiation". Canada: Academic Press; 1983, ISBN 0-12-373752-4.
- [14] Documentation ADREAM <http://www.laas.fr/ADREAM/>
- [15] De Miguel A, Bilbao J, Aguiar R, Kambezidis H, Negro E. "Diffuse solar irradiation model evaluation in the North Mediterranean belt area". *Sol Energy* 2001;70(2):143–53.
- [16] G. Andersson, K. Dursun "Establishing sustainable and reliable smart grids", *Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*, 2013 IEEE International Workshop, Pages(s): 138-143
- [17] A. Sinha, S. Neogi "Smart grid initiative for power distribution utility in India", *Power and Energy Society General Meeting*, 2011 IEEE, Page(s) : 1-8

Méthode expérimentale pour le réglage d'un correcteur numérique appliquée à un servomécanisme de puissance

Thierry HANS

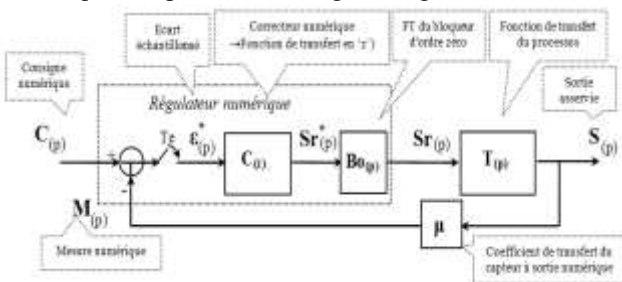
Agrégé de Génie Electrique – UTBM

Résumé : Le réglage d'un correcteur numérique (échantillonné) n'est pas chose aisée car il fait appel à des outils mathématiques complexes, notamment la transformée en 'z'. L'objectif de cet article est de proposer une méthode basée sur des essais expérimentaux dont l'exploitation permet de déterminer les valeurs de réglage du correcteur numérique permettant de satisfaire le cahier des charges imposé. Les fondements théoriques de la méthode sont exposés même si leur compréhension n'est pas indispensable à la mise en œuvre de celle-ci.

1. Généralités

1.1. Hypothèses et notations

Supposons le schéma-blocs d'un asservissement numérique non perturbé à corriger et régler :



La fonction de transfert en 'z' du correcteur à régler a pour expression :

$$C_{(z)} = \frac{\Delta Sr_{(z)}}{\Delta \varepsilon_{(z)}} = C_0 + C_1 \cdot z^{-1} = C_0 (1 - \Delta \cdot z^{-1})$$

Correction de type 'zéro numérique'

Ce qui correspond en fait à une relation de récurrence appelée également relation de calcul :

$$Sr_n = C_0 \cdot \varepsilon_n + C_1 \cdot \varepsilon_{n-1}$$

On note le zéro numérique 'Δ', la valeur particulière de 'z' qui annule C_(z) :

$$\Delta = -\frac{C_1}{C_0} \text{ avec : } 0 \leq \Delta < 1 \rightarrow -C_0 < C_1 \leq 0$$

Si on choisit C₁=0, la correction est à action simplement proportionnelle.

Par ailleurs, on suppose a priori que le processus possède une intégration → Il est précis statiquement.

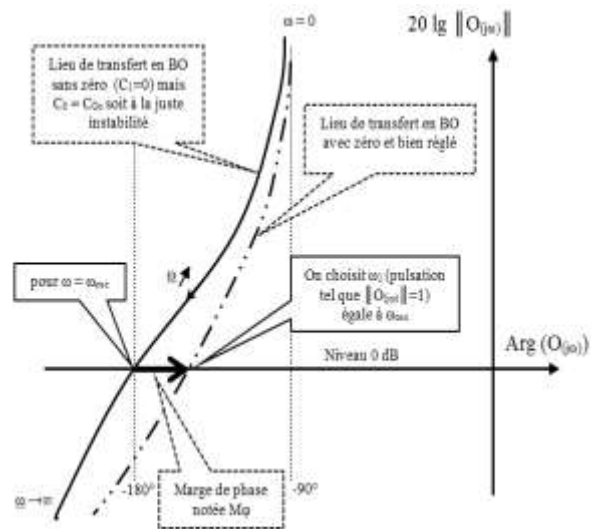
1.2. Bases théoriques de la méthode

Le correcteur choisi est de type 'à avance de phase'. On souhaite que le correcteur crée la marge de phase (notée M_φ) du système une fois corrigé et réglé.

On note la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$O_{(p)} = \frac{M_{(p)}}{\varepsilon_{(p)}} \xrightarrow{\text{réaime}} \overline{O}_{(j\omega)} = \frac{\overline{M}_{(j\omega)}}{\varepsilon_{(j\omega)}}$$

Le principe de la méthode peut être illustré par les lieux de transfert dans le plan de « Black » :



On rappelle qu'en régime harmonique établi on remplace la variable de Laplace 'p' par 'jω'

On rappelle également que : $Z = e^{T_e \cdot p} \rightarrow Z = e^{j\omega \cdot T_e}$
 $z^{-1} = \cos \omega \cdot T_e - j \cdot \sin \omega \cdot T_e$

Avec T_e, la période d'échantillonnage du correcteur numérique.

Si on note ω · T_e = θ_n (angle réduit), on en déduit :

↳ la contribution du « zéro » sur le module :

$$\|Zéro\| = \sqrt{(1 - \Delta \cdot \cos \theta_n)^2 + (\Delta \cdot \sin \theta_n)^2}$$

↳ la contribution sur l'argument :

$$\text{Arg}_{(C_{(z)})} = \text{ATAN} \left[\frac{\Delta \cdot \sin \theta_n}{1 - \Delta \cdot \cos \theta_n} \right]$$

Pour des valeurs de Δ comprise entre 0 et 1, et des valeurs usuelles de θ_n comprises entre 0 et 0,7 l'argument est bien positif. C'est bien une correction par avance de phase (équivalente à une action dérivée).

Le choix de réglage énoncé précédemment impose :

$$\text{Arg}_{(C(z))} = \text{ATAN} \left[\frac{\Delta \cdot \sin \theta_n}{1 - \Delta \cdot \cos \theta_n} \right] = M_\phi$$

$$\theta_n = \omega_{\text{osc}} \cdot T_e$$

Ce qui entraîne :

$$\Delta = \frac{\text{tg}(M_\phi)}{\sin(\theta_n) + \cos(\theta_n)}$$

Remarque :

On rappelle que le choix de M_ϕ est imposé par le cahier des charges, notamment le dépassement relatif souhaité (degré de stabilité) en régime d'échelon :

- $M_\phi = 0^\circ \Rightarrow$ système juste instable
- $M_\phi = 45^\circ \Rightarrow$ dépassement ≈ 15 à 20%
- $M_\phi = 60^\circ \Rightarrow$ dépassement $\approx 0\%$

1.3. Démarche expérimentale

↳ Etape n°1 : Faire $C_1=0$ puis rechercher la valeur critique de C_0 notée C_{0c} telle que le système est juste instable en réponse à un échelon constant. On relève alors la pulsation des oscillations entretenues notée ω_{osc}

↳ Etape n°2 : Calculer la valeur particulière de l'angle réduit $\theta_n = \omega_{\text{osc}} \cdot T_e$ puis en déduire la valeur du zéro Δ à partir du degré de stabilité imposé par le cahier des charges.

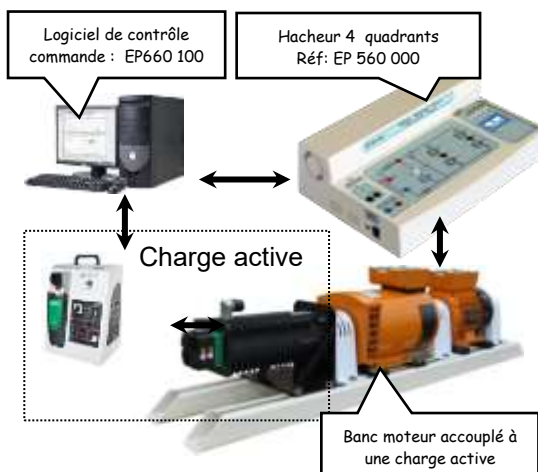
↳ Etape n°3 : En déduire les coefficients

$$C_0 = \frac{C_{0c}}{\sqrt{(1 - \Delta \cdot \cos \theta_n)^2 + (\Delta \cdot \sin \theta_n)^2}} \rightarrow C_1 = -\Delta \cdot C_0$$

2. Application à un asservissement en position de puissance

2.1. Constitution du système expérimental

Le système support d'étude est composé du logiciel de Contrôle et de Commande d'applications en Automatique « D_CCA », d'un convertisseur de puissance de type « hacheur 4Q » (tous deux développés par la société « Didalab »), d'un moteur à courant continu et d'une charge active.

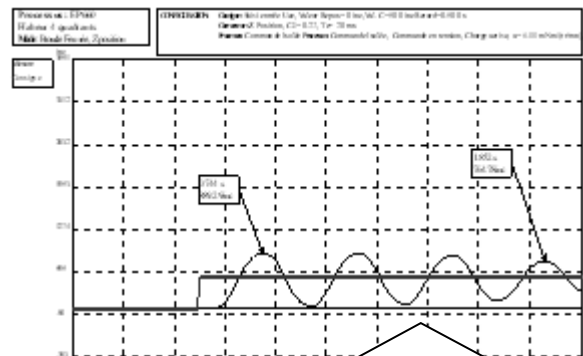


Remarque :

Le logiciel de contrôle et de commande «D_CCA» utilisé inclut une fonction de compensation des frottements secs. Celle-ci devra être mise en œuvre afin que le système ne soit pas perturbé (hypothèse initiale à satisfaire).

2.2. Application de la méthode

↳ Etape n°1 : Recherche de la juste instabilité en correction proportionnelle :



Le régime juste instable est obtenu pour un coefficient :

$$C_0 = 0,27 \rightarrow C_{0c} = 0,27$$

On relève la période des oscillations puis on calcule la pulsation :

↳ Etape n°2 : La période d'échantillonnage du correcteur valant 20ms, on calcule :

$$\theta_n = \omega_{\text{osc}} \cdot T_e = 0,338 \text{ rad}$$

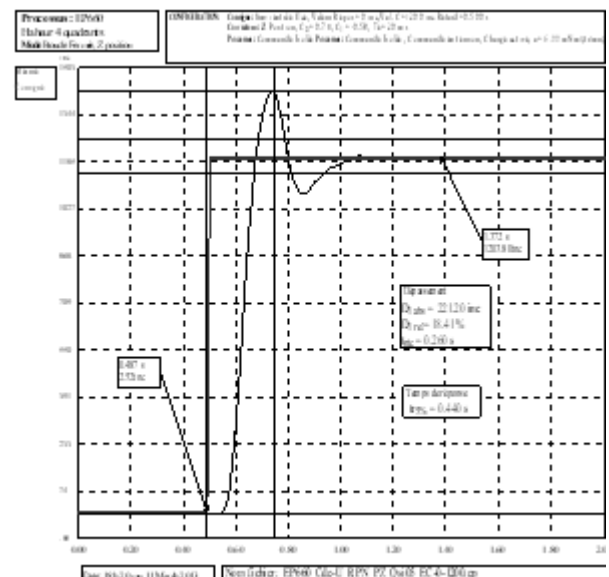
$$\rightarrow \sin(\theta_n) = 0,331 \rightarrow \cos(\theta_n) = 0,943$$

$$\text{Si on choisit } M_\phi = 45^\circ \rightarrow \Delta = 0,785$$

↳ Etape n°3 : On calcule les coefficients

$$C_0 = 0,735 \text{ et } C_1 = -0,577$$

On peut alors vérifier la réponse du système ainsi corrigé et régler.



2.3. Influence d'une correction par « zéro numérique » sur les performances du système

↳ Amélioration de la rapidité de réponse

Pour un même degré de stabilité (même dépassement relatif), mais corrigé par correcteur simplement proportionnel, on obtient $C_1=0$ et $C_0=0,07$ et un temps de réponse à 5% deux fois plus grand.

↳ Amélioration de la précision statique

Dans le cas d'un système perturbé (dans le cas présent, présence d'un frottement sec), l'erreur statique maximale est inversement proportionnelle au gain statique « GS » du correcteur. La valeur de ce gain statique est obtenue en faisant $z = 1$ dans la fonction de transfert $C(z)$.

Sans « zéro numérique » → $GS = 0,07$

Avec « zéro numérique » → $GS = C_0 + C_1 = 0,158$

Dans notre exemple, le « zéro numérique » permet donc de diviser par deux l'erreur statique.

↳ Amélioration de la précision dynamique

Dans le cas d'une commande en rampe, l'erreur de traînage est inversement proportionnelle au gain statique « GS » du correcteur. Dans notre exemple, le « zéro numérique » permet donc de diviser par deux l'erreur de traînage.

↳ Diminution de la bande proportionnelle

Si on souhaite que la sortie du régulateur n'entre pas en saturation en régime d'échelon constant, il faut que l'amplitude de cet échelon soit limitée à Sr_{sat}/C_0 . La présence du « zéro numérique » impose donc une bande proportionnelle 10 fois plus faible puisque $C_0=0,07$ dans un cas et $C_0=0,735$ dans l'autre.

3. Application à un asservissement en vitesse de puissance

3.1. Constitution du système expérimental

Le système support d'étude est identique à l'étude précédente. Il suffit simplement de configurer le logiciel « D_CCA » de façon différente : Bouclage en vitesse par correcteur numérique en « z ».

3.2. Configuration particulière

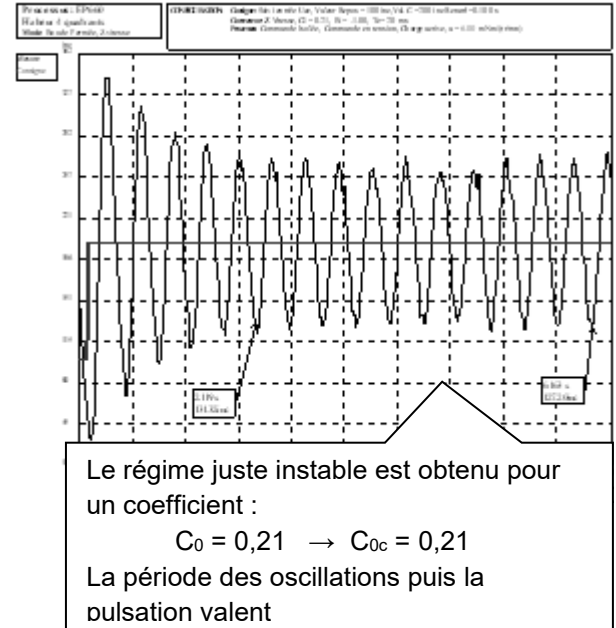
L'une des hypothèses énoncées est que le système doit être initialement précis statiquement (présence d'une intégration), ce qui était le cas dans l'asservissement en position mais qui n'est plus le cas dans un asservissement en vitesse. On lève cette difficulté en expérimentant le système lors de l'étape n°1 avec un correcteur numérique à intégration de transfert du correcteur :

$$C(z) = \frac{\Delta Sr(z)}{\Delta \varepsilon(z)} = \frac{C_0}{1-z^{-1}}$$

Correction de type 'Intégration numérique'

3.3. Application de la méthode

↳ Etape n°1 : Recherche de la juste instabilité en correction en faisant varier le coefficient C_0



↳ Etape n°2 : La période d'échantillonnage du correcteur valant 20ms, on calcule :

$$\theta_n = \omega_{osc} \cdot T_e = 0,314 \text{ rad}$$

$$\rightarrow \sin(\theta_n) = 0,613 \rightarrow \cos(\theta_n) = 0,94$$

Si on choisit $M_\phi = 45^\circ \rightarrow \Delta = 0,793$

↳ Etape n°3 : On calcule les coefficients

$$C_0 = 0,6 \text{ et } C_1 = -0,478$$

Soit un correcteur numérique de fonction de transfert :

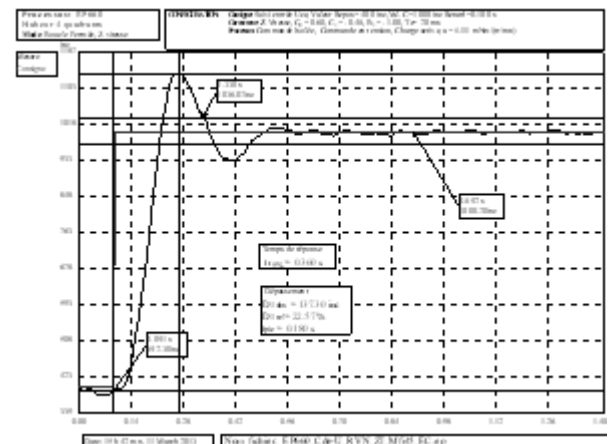
$$C(z) = \frac{\Delta Sr(z)}{\Delta \varepsilon(z)} = \frac{C_0 + C_1 \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} = \frac{0,6 - 0,478 \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}}$$

Ce qui conduit à la relation de récurrence (relation de calcul) :

$$Sr_n = Sr_{n-1} + C_0 \cdot \varepsilon_n + C_1 \cdot \varepsilon_{n-1}$$

Cette correction est équivalente à un PI analogique.

On peut alors vérifier la réponse du système ainsi corrigé et régler.



La réglementation RT2012

Jean-Philippe ILARY

Lycée Jules Ferry – 78000 Versailles

Résumé : Depuis janvier 2012, une nouvelle réglementation a été mise en place afin de rendre les nouveaux bâtiments moins énergivore, plus efficaces. De ce fait, toute la phase de conception va être contrainte par cette réglementation afin que pendant la vie du bâtiment, l'énergie consommée soit optimale. Je présenterai, de façon synthétique, l'impact de cette réglementation sur le lot électricité et sur les lots de la conception de la structure du bâtiment résidentiel principalement.

1. Avant la réglementation de 2012

Suite au premier choc pétrolier de 1973, il a été nécessaire d'instaurer (en 1974) la première Réglementation Thermique pour les bâtiments neufs résidentiels. L'objectif de cette mesure fut de compenser l'augmentation du prix des énergies par une meilleure isolation afin de baisser la consommation. Cette réglementation est devenue toutefois de plus en plus exigeante et technique et fait appel à des moteurs de calculs de plus en plus élaborés. Ainsi une longue série de réformes de celle-ci ont vu le jour : RT 1976, RT 1982, RT 1988, RT 2000, **RT 2005** et RT 2007. Au fur et à mesure de ces mises à jour, la réflexion est devenue de plus en plus globale sur les besoins en chauffage, de production d'eau chaude sanitaire, de ventilation, de climatisation, d'éclairage et d'intégration d'énergies renouvelables.

L'ensemble des travaux sur l'orientation énergétique de la France s'est traduit concrètement par l'acceptation des lois Grenelle I et II par notre pays. Ces dernières ont servi de socle pour l'élaboration de l'ensemble des mesures nécessaires à la création de la Réglementation Thermique « Grenelle Environnement 2012 », dite RT2012.

2. La RT2012

2.1. Les bases générales

La Réglementation Thermique « Grenelle Environnement 2012 », est un outil réglementaire concernant les bâtiments résidentiels et tertiaires neufs. Elle vise à améliorer la consommation d'énergie en fixant une limite maximale. Elle exprime :

- une exigence de résultats mesurée à travers **trois coefficients** ;
- quelques exigences de moyens avec comme objectif de réduire la consommation d'énergie.

Elle s'inscrit dans une politique mondiale qui a pour acte fondateur le Protocole de Kyoto (1997), ratifié en 2005 par 55 pays.

L'objectif de cette nouvelle réglementation est de mieux construire pour consommer moins d'énergie tout en améliorant le confort des occupants.

C'est grâce au développement de nouvelles technologies que les objectifs des réglementations thermiques présentes et futures seront atteignables, et que l'on peut espérer aux environs de 2020 atteindre une généralisation du bâtiment à énergie positive.

Les grands principes de la RT 2012 sont articulés autour d'une contrainte forte : la consommation maximum autorisée (C_{max}) est de 50 kWh/m²/an (article 4 de la loi Grenelle I) dans les bâtiments neufs. Cette consommation est modulée en fonction de plusieurs paramètres :

- La situation géographique (selon 8 zones climatiques) ;
- L'altitude à laquelle se situe l'habitation ;
- La taille de la maison ;
- Le chauffage par biomasse ou réseaux de chaleur vertueux ;
- L'émission de CO₂ pour les énergies renouvelables.

Remarque : par dérogation jusqu'au 1^{er} janvier 2015, le seuil de consommation est augmenté de 15% pour le chauffage collectif soit 57,5 kWh/m²/an.

2.2. Champs d'application

Cette réglementation doit **s'appliquer** aux éléments suivants :

- aux bâtiments de bureaux : tertiaire ;
- aux bâtiments d'enseignement : université, lycée, école, centre de formation aux établissements d'accueil de la petite enfance : crèche ;
- aux bâtiments à usage d'habitation : habitat collectif et maison individuelle.

Par contre, **ne sont pas concernés** par la RT2012 les structures ci-dessous :

- les constructions provisoires destinées à durer moins de deux ans ;
- les bâtiments ou parties de bâtiment dont la température normale d'utilisation est spécifique : $\leq 12^{\circ}\text{C}$, hall de gare, entrepôt, salle blanche, patinoire, atelier, aux bâtiments agricoles ou d'élevage ;
- les bâtiments situés dans les départements d'outre-mer.

2.3. Les trois exigences de résultats

2.3.1. Une exigence d'efficacité énergétique du bâti (**Bbio**)

Une nouvelle unité a été introduite pour répondre à cette mesure, c'est le Coefficient « Bbio ».

L'objectif de ce coefficient est de mesurer la qualité de la conception et de l'implantation du bâtiment.

Il valorise notamment :

- le niveau d'isolation (étanchéité à l'air) ;
- la conception bioclimatique (prise en compte de l'éclairage naturel, des apports solaires, de l'inertie du bâtiment, etc.) afin d'éviter le recours à la climatisation ;
- la mitoyenneté.

La valeur maximum du coefficient Bbio est fonction de la localisation géographique, de l'altitude, du type d'usage du bâtiment et, pour les maisons individuelles, de la surface habitable.

Le coefficient Bbio est à fournir lors du dépôt de permis de construire.

Du fait de cet indicateur, le moyen de chauffage mis en place dans le bâtiment privilégie l'usage de chaudières à condensation, de pompes à chaleur, de chauffe-eau thermodynamiques, etc.

En conclusion, ce coefficient permet de n'avoir qu'un seul indicateur pour qualifier la valeur intrinsèque de la conception du bâtiment et de réduire les besoins en énergie pour les bâtiments neufs par 2 à 2,5 par rapport à la RT2005.

2.3.2. Une exigence de consommation maximale d'énergie primaire (**Cep**)

Pour apporter une quantité d'énergie à un consommateur, il faut mobiliser une quantité d'énergie supérieure qui inclut les pertes survenues tout au long de la chaîne énergétique

(production, transformation, transport, distribution, stockage). C'est cette énergie totale qui est appelée **énergie primaire (EP)**.

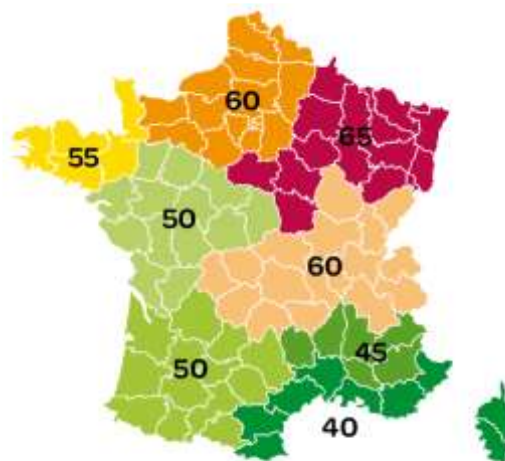
Le coefficient Cep prend en compte les systèmes énergétiques et les auxiliaires. Cela signifie qu'en plus de l'optimisation du bâti (due à l'indicateur Bbio), il impose le recours à des équipements énergétiques performants, à haut rendement.

Le coefficient Cep sera comparé au coefficient Cep_{max} qui exprime un seuil à ne pas dépasser, c'est la valeur vue précédemment :

$$Cep_{max} = 50 \text{ kWhEP/m}^2/\text{an.}$$

L'indicateur Cep_{max} est modulé selon divers critères :

- la localisation géographique ;
- l'altitude ;
- le type de bâtiment ;
- la surface moyenne des logements ;
- le volume d'émission de gaz à effet de serre des énergies utilisées.



Consommation maximale (Cep_{max}) par zone géographique

Le coefficient Cep prend en compte 5 usages classiques :

- Chauffage ;
- production d'eau chaude sanitaire ;
- refroidissement ;
- éclairage ;
- auxiliaires (pompes et ventilateurs).

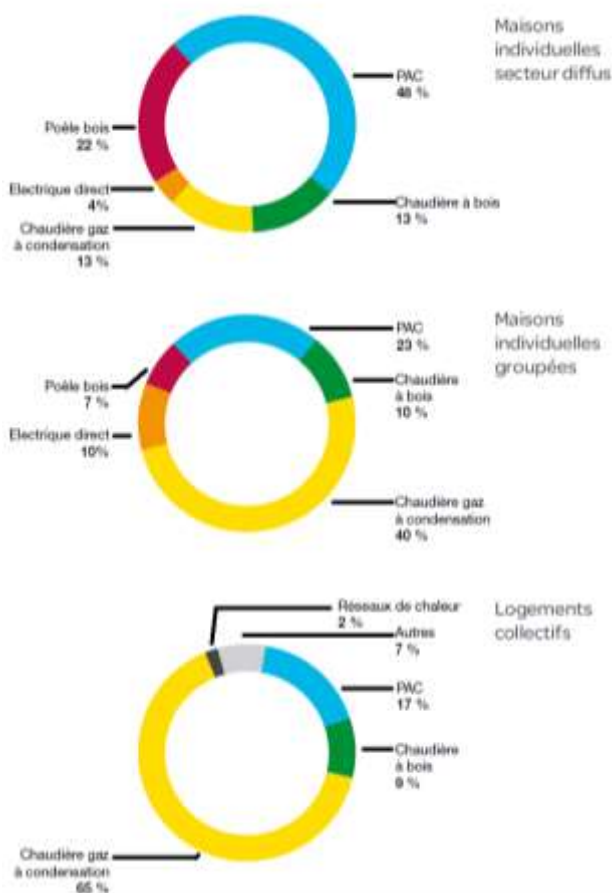
En conclusion, le paramètre Cep permet de limiter les consommations d'énergie du bâtiment en contraignant celle des appareils utilisés pour les 5 points ci-dessus.

2.3.3. Une exigence de confort d'été (Tic)

Ce coefficient, déjà présent dans la RT2005 (la réglementation en application avant la 2012), est maintenu.

Cet indicateur vise à assurer à l'utilisateur une température de confort en été pendant 5 jours consécutifs tout en évitant d'avoir recours à la climatisation.

Pour cela, la température intérieure atteinte en été (Tic) pendant 5 jours doit être inférieure à la température intérieure conventionnelle de référence (Tic_{ref}).



Tendances RT2012 quant au mode principal de chauffage (Schneider)

2.3.4. Exigences complémentaires

À cela s'ajoute des critères supplémentaires afin de guider la démarche vers l'objectif final : économiser de l'énergie.

Pour cela, les points à développer sont :

- Accélérer le développement des énergies renouvelables en maison individuelle ;
- Minimiser les ponts thermiques et augmenter la perméabilité à l'air ;
- Obligation d'une surface minimale de baies vitrées (1/6 de la surface habitable) ;

- Mesurer ou estimer des consommations d'énergie par usage et informer de l'occupant ;
- Inciter la production d'énergie renouvelable.

2.4. Comment informer l'utilisateur ?

2.4.1. Le Diagnostic de performance énergétique (DPE)

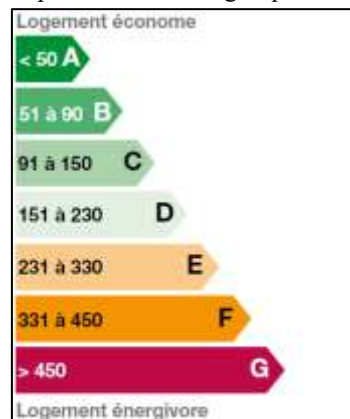
Le diagnostic de performance énergétique est obligatoire pour la vente depuis 2006. Lors de la vente ou de la location d'un bien immobilier, le propriétaire doit faire réaliser par un expert indépendant et certifié une évaluation qui renseigne sur :

- la quantité d'énergie consommée par le bâtiment ;
- la quantité de GES émise ;
- les améliorations éventuelles.

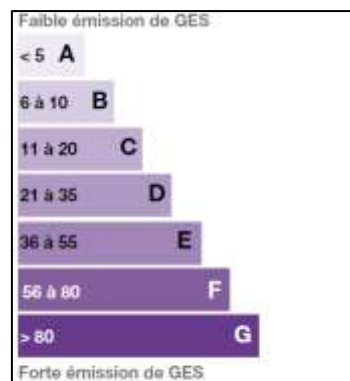
Le DPE décrit le bâtiment, le chauffage, l'eau chaude, la climatisation, la ventilation, etc.

Ce diagnostic est valable 10 ans, et à compter du 1^{er} janvier 2011, il est présenté dès la mise en vente du bien immobilier. Toutefois, le propriétaire n'est pas dans l'obligation de réaliser les travaux.

Il a été mis en place deux étiquettes permettant de classer le bâtiment ou le logement en fonction du diagnostic de performance énergétique :



Étiquette énergie : kWh équivalent pétrole, par m² et par an



Étiquette climat : kWh équivalent CO₂, par m² et par an

La RT 2012 fait que reconduire la présentation de ces informations, mais qui n'étaient pas toujours présentées. Actuellement, ces deux étiquettes sont obligatoires.

2.4.2. Les Certificats d'économie d'énergie (CEE)

Ce système impose à certains fournisseurs d'énergie de réaliser des économies d'énergie dont les montants leur ont été attribués par décret, en fonction de leur volume de vente.

La loi Grenelle II et ses décrets fixent les objectifs pour la 2^{ème} période des CEE à 345 milliards de kWh cumac (kWh d'énergie finale, cumulés et actualisés sur la durée de vie de l'action concernée).

Les entreprises concernées (dites « obligés » : fournisseurs d'électricité, de gaz, distributeurs de fuel domestique, de chaleur, de froid, certains fournisseurs de carburant) doivent initier eux-mêmes des actions d'économie d'énergie (rénovation thermique, amélioration de la performance du bâtiment...) **chez eux et chez leurs clients** (entreprises, particuliers).

Tous les autres acteurs (les « non obligés » : les communes, conseils régionaux, conseils généraux, etc.) peuvent participer au système, sur une base volontaire, pour obtenir en retour de leurs actions d'économie d'énergie les mêmes certificats qu'ils pourront vendre aux obligés.

Il m'a semblé important de revenir sur ces deux points, afin de mieux analyser les informations disponibles lors d'une étude d'un bâtiment à la RT 2012 comme l'application pédagogique en référence.

En conclusion sur la présentation de la RT2012, on peut dire qu'elle encourage à construire autrement avec :

- une architecture plus compacte ;
- une prise en compte systématique de la meilleure orientation pour profiter des apports naturels de lumière et d'ensoleillement afin de faciliter le rafraîchissement des pièces orientées au sud ;
- la mise en place d'espaces tampons (garage, buanderie) au nord ;
- une isolation thermique renforcée.

3. Les acteurs de la RT 2012

C'est le maître d'ouvrage qui est le garant de la conformité à la RT2012. Toutefois, tous les intervenants à l'élaboration du bâtiment devront apporter des solutions techniques pour y répondre.

La Revue 3EI n°77
Juillet 2014

Le maître d'ouvrage doit pouvoir fournir le récapitulatif standardisé d'étude thermique du bâtiment.

Durant 5 ans après la déclaration d'achèvement des travaux, ce récapitulatif est tenu à disposition des personnes suivantes :

- tout acquéreur ;
- toute personne chargée d'attester de la conformité du bâtiment à la RT et/ou à un label de haute performance ;
- toute personne chargée d'établir le Diagnostic de performance énergétique du bâtiment (DPE) ;
- tout contrôleur assermenté chargé de vérifier l'application des règles de construction.

4. Les lots électriques et la RT2012

4.1. Éclairage

Pour les parties communes internes horizontales et verticales, il est implanté un dispositif automatique permettant, lorsque le bâtiment est inoccupé, l'extinction des sources de lumière ou l'abaissement de l'éclairage à un minimum réglementaire. De plus, lorsque le local a accès à la lumière naturelle, il intègre un dispositif permettant une extinction automatique du système d'éclairage dès que l'éclairage naturel est suffisant.

Il est évident que l'utilisation massive des éclairages LED est souhaitée.

4.2. Chauffage et rafraîchissement

L'article 24 de la réglementation aborde le pilotage du chauffage en fonction des besoins.

« Dans les bâtiments ou parties de bâtiments à usage d'habitation, une installation de chauffage comporte, par local desservi, un ou plusieurs dispositifs d'arrêt manuel et de réglage automatique en fonction de la température intérieure de ce local. »

Les fabricants de matériels proposent depuis longtemps des solutions pour la régulation du chauffage (thermostats d'ambiance programmable avec ou sans fils pilotes)

4.3. Production d'eau chaude sanitaire

En raison de la baisse très significative des consommations liées au chauffage, l'eau chaude sanitaire devient le premier poste énergivore du bâtiment résidentiel : 25 à 30 kWhEP/m²/an

Pour optimiser les consommations d'énergie liées à l'eau chaude sanitaire, la RT2012 préconise :

- la généralisation du chauffe-eau thermodynamique ;

- ou la mise en œuvre de capteurs solaires thermiques (au minimum 2 m²) respectant une orientation au sud et une inclinaison entre 20 et 60° ;
- ou le raccordement à un réseau de chaleur alimenté à plus de 50 % par une énergie renouvelable ou de récupération ;
- ou la production d'eau chaude sanitaire par une chaudière à micro-génération à combustible liquide ou gazeux.

4.4. Isolation et étanchéité

Afin d'améliorer le coefficient Bbio, l'électricien va être contraint de limiter au maximum les orifices présent dans les divers passages de câbles. Pour cela, les fabricants de matériels électriques proposent des solutions, par exemple la boîte d'encastrement étanche.

4.5. Comptage énergétique

La RT2012 impose la mise en œuvre de systèmes permettant de mesurer ou d'estimer la consommation d'énergie de chaque logement.

L'information devra être délivrée :

- à minima mensuellement,
- dans le volume habitable, par type d'énergie, à minima selon la répartition suivante :
 - chauffage,
 - refroidissement,
 - production d'eau chaude sanitaire,
 - réseau de prises électriques,
 - autres.
- répartition basée soit sur des données mesurées, soit sur des données estimées.

5. Les lots du bâtiment et la RT2012

5.1. Éclairage

Pour les bâtiments ou parties de bâtiments à usage d'habitation, la surface totale des baies vitrées, mesurée en tableau, doit être supérieure ou égale à 1/6 de la surface habitable.

5.2. Chauffage et rafraîchissement

Les parois vitrées sont les seuls éléments d'un bâtiment qui permettent la transmission des apports solaires, qu'ils soient énergétiques ou lumineux.

Il convient de prendre en compte certaines contraintes :

- optimiser la performance des parois vitrées pour diminuer leurs déperditions,
- se protéger des apports solaires pour assurer le confort thermique et lumineux des occupants.

Seuls des systèmes mobiles permettent d'assurer la variabilité des performances des parois vitrées.

Ces protections mobiles peuvent être commandées :

- en mode manuel ;
- en mode automatique ;

5.3. Isolation et étanchéité

L'isolation est l'un des paramètres clés de la RT2012, plus précisément en ce qui concerne l'exigence d'efficacité énergétique, mesurée par le coefficient Bbio.

À ces obligations vient s'ajouter, pour les zones climatiques difficiles, une forte incitation au triple vitrage pour les parois vitrées qui représentent désormais 1/6 des parois de la maison.

La RT2012 impose le traitement de la perméabilité à l'air des logements.

Deux cas de figure sont possibles pour un bâtiment résidentiel afin de répondre sur ce point à la RT2012 :

Tout d'abord, si le bâtiment a fait l'objet d'une mesure de laperméabilité à l'air réalisée par un opérateur autorisé par le ministère en charge de la construction et selon les conditions définies par ce même ministère. La perméabilité mesurée doit alors être inférieure à 0,6 m³/h/m² de parois déperditives hors plancher basen maison individuelle (1 m³/h/m² en immeuble collectif d'habitation) ;

• soit le bâtiment a fait l'objet de l'application d'une démarche qualité agréée par le ministère en charge de la construction.

6. Références :

6.1. Ressources

- www.rt-batiment.fr
- www.schneider-electric.fr/documents/...support/rt2012/ZZ4147_BD.pdf
- www.schneider-electric.fr/documents/...support/rt2012/RT2012_Les-solutions-concretes_Schneider-Electric.pdf
- www2.ademe.fr/servlet

6.2. Action pédagogique

Étude d'un pavillon sur le site de l'académie Orléan/Tour :

- sti.ac-orleans-tours.fr/spip2/spip.php?article972
- sti.ac-orleans-tours.fr/spip2/spip.php?article1052

6.3. Logiciel d'aide au calcul

- Archimist

Synthèse sur le vieillissement des piles à combustibles à membrane échangeuse de protons

Pierre MASSONNAT^{1,2}, Fei GAO^{1,2}, David BOUQUAIN^{1,2}, Abdelatif MIRAOU^{1,2}

¹UTBM, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, France

²IRTES SET, Institut de recherche sur le transport, l'énergie et la société, France

Résumé : Dans cet article, nous proposons une synthèse des mécanismes de destruction, de détérioration et de vieillissement de la pile à combustible à membrane échangeuse de proton. Le fonctionnement, la composition et les fonctions de chaque organe de la pile à combustible sont rappelés. Ensuite, les différents types de dommages sont présentés et leur conséquences expliquées. Finalement, les mécanismes entrant en jeu dans le vieillissement de la pile sont exposés ainsi que ce qui les lie entre eux et les conditions qui les favorisent.

I. Introduction

Des travaux de recherche se penchent de plus en plus vers une utilisation commerciale de la pile à combustible, comme le montre l'article [1]. Pour que la pile à combustible puisse un jour être aussi intéressante économiquement que les technologies de conversion énergétique thermique, il faut augmenter sa durée de vie. En effet, elle est non seulement de durée de vie inférieure à des systèmes "classique" mais l'évolution de sa fiabilité décroît de manière accélérée dans le temps en comparaison à d'autres systèmes comme le montre l'étude réalisée dans [2]. C'est pourquoi, de nombreuses recherches ont été faites pour comprendre les mécanismes de destructions et de détériorations qui se produisent dans la pile à combustible. Cependant, une grande difficulté perdure pour la communauté scientifique. Les mécanismes de vieillissement de la pile à combustible sont très variés et leur compréhension nécessite des connaissances dans des spécialités scientifiques différentes. Ainsi, la littérature offre des études très spécialisées et quelques états de l'art orientés plus ou moins vers un domaine ou un autre. L'article [3] propose un état de l'art important mais se focalise sur la détérioration de la couche catalytique. C'est aussi le cas de l'article [4] qui, bien que plus général, s'oriente aussi préférentiellement sur les problèmes liés à la gestion de l'eau dans la pile. Où encore l'article [5] qui propose une revue sur la corrosion des électrodes. Quelques revues plus générales et très riches en résultats sont proposées dans [6], [7], mais elles sont pénalisées par leur richesse car elles ne permettent pas une vue d'ensemble rapide des systèmes de vieillissement. Pourtant, les phénomènes de vieillissement de la pile à combustible s'influencent les uns les autres. On peut dire que le vieillissement de la pile est un système à part entière. On parlera dans ce papier d'une physiologie de la pile à combustible.

Bien qu'il existe d'autres approches que la compréhension du système comme les méthodes par réseau de neurones ([8]). La compréhension du système

de vieillissement de la pile permet de mieux réfléchir sur des améliorations possibles. On se propose donc d'assembler le puzzle de manière générale et ludique. Ainsi, on offre une vue d'ensemble accessible à des scientifiques qui ne sont pas de tous les domaines de spécialisation entrant en jeu. Cela devrait permettre à ceux qui travaillent sur les aspects génie électrique de mieux comprendre ce qui se passe, et comment ces phénomènes sont liés au fonctionnement de la pile à combustible. Pour les scientifiques qui étudient des phénomènes locaux, cela devrait leur permettre de situer leur travail dans le système et de voir d'autres aspects auxquels ils pourraient s'intéresser.

Dans un premier temps, pour que tout le monde comprenne de quoi nous parlons, la structure d'une cellule de la pile à combustible est rappelée et un schéma la représentant est expliqué. Les fonctions des différentes parties ou "layer" de la pile sont énumérées pour que l'on puisse se figurer des conséquences de leur endommagements respectives. Ensuite, on présente le même schéma que précédemment mais en faisant apparaître tous les dommages possibles de manière synthétique et graphique. Les différents dommages sont ensuite présentés un à un. Chacun avec une photographie telle qu'observée dans les études déjà effectuées. Finalement, les mécanismes de détériorations sont regroupés et le système général est présenté comme une somme de sous systèmes pour faciliter la compréhension.

II. Structure de pile a combustible

Une cellule de pile à combustible est composée de plusieurs couches ou "layers", chacune de ces couches a plusieurs fonctions simultanées qui sont toutes capitales (en général, des fonctions électriques, thermiques et fluidiques). La figure 1 représente une demi cellule. Les cellules de pile à combustible sont symétriques en termes de composition. Elles sont

composées en partant du plan de symétrie vers les bords de :

- au milieu une membrane,
- une couche catalytique,
- une couche de diffusion,
- une électrode.

Il est intéressant de noter que les couches sont de plus en plus sujettes au vieillissement en allant vers la membrane.

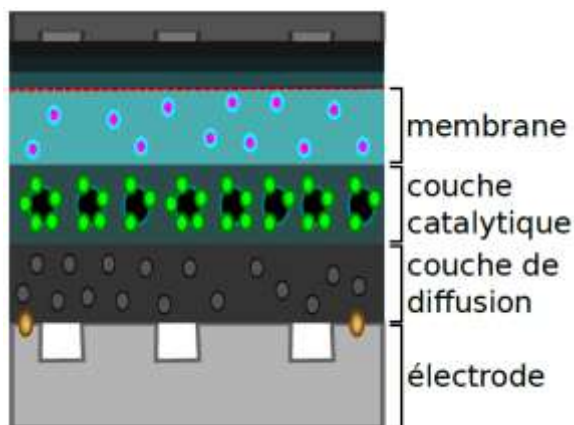


Figure 1. Structure de base d'une pile à combustible comme succession de couches

En effet, bien que cela dépende aussi des conditions de fonctionnement, la membrane est l'organe qui a la plus grande criticité. Elle se détériore plus vite que les autres couches et entraîne rapidement la destruction de la pile une fois endommagée. Viens ensuite la couche catalytique qui est aussi très fragile et affecte grandement les performances de la pile. Et enfin, la couche de diffusion et l'électrode, qui sont moins fragiles. La couche de diffusion endommagée affecte plus les performances de la pile qu'une détérioration de l'électrode.

A. La fonction de chaque couche

1) Le fonctionnement d'une cellule de pile à combustible

En premier lieu, le fonctionnement d'une cellule de pile à combustible est rappelé dans la figure 2. Un réducteur ou carburant entre d'un côté (ici de l'hydrogène) et un oxydant ou comburant de l'autre (en général de l'oxygène ou de l'air). Ces deux réactifs sont acheminés par les canaux dans l'électrode. Ils se diffusent ensuite au travers des couches de diffusions avant d'atteindre les couches catalytiques. Des réactions chimiques ont lieu des deux côtés de la membrane dans ces couches catalytiques. Il en résulte la production d'un courant d'un côté de la membrane vers l'autre (de l'anode vers la cathode). Il y a en même temps un déplacement ionique dans la membrane pour équilibrer les charges. Un gaz d'échappement ou produit de la réaction se forme du côté cathode (ici de l'eau).

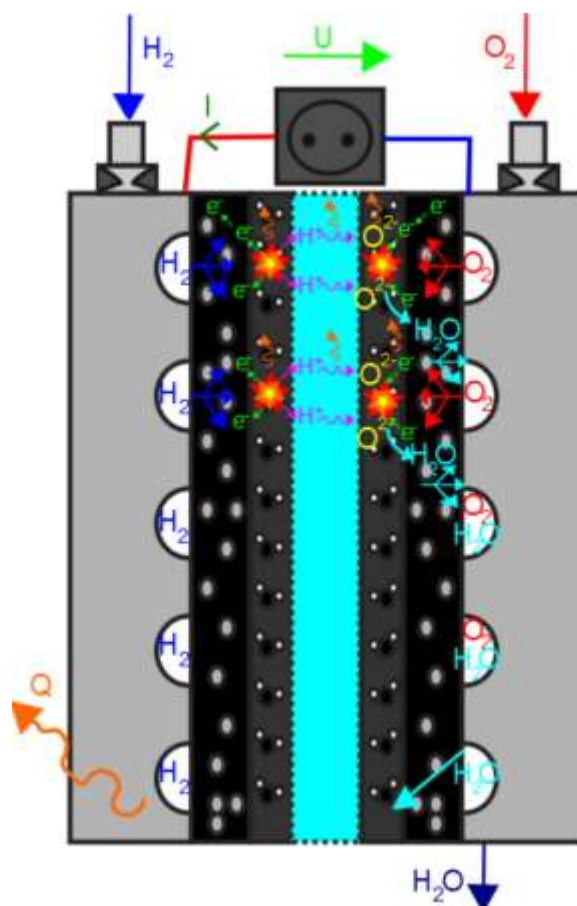


Figure 2. Fonctionnement d'une cellule de pile à combustible à membrane échangeuse de proton

Dans la suite, on gardera cet exemple avec de l'oxygène, de l'hydrogène et de l'eau. Une pile à combustible est composée de plusieurs de ces cellules empilées. On appelle cet empilement un "stack".

Une pile à combustible ne délivre pas la même tension en fonction du courant qu'on lui demande. On lui associe souvent une courbe de polarité qui donne la tension délivrée en fonction du courant qu'on lui demande (voir figure 3).

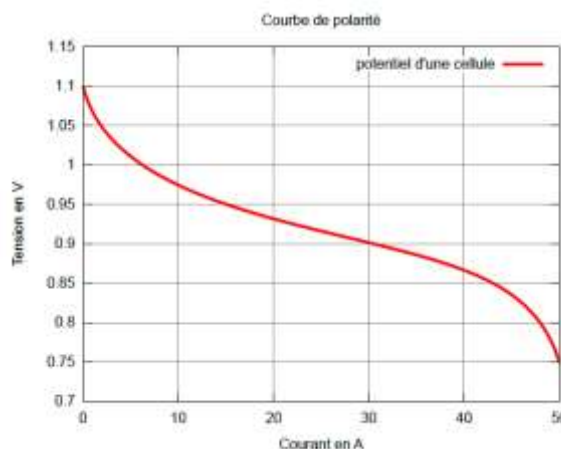


Figure 3. Courbe de polarité d'une cellule de pile à combustible

Donc il y a des pertes énergétiques. Une partie de l'énergie chimique n'est pas transformée en énergie électrique mais en énergie thermique. On distingue généralement ces pertes en trois catégories :

- Les pertes par activation qui sont prédominantes au début de la courbe de polarité pour les faibles courants. Elles sont directement liées à la qualité de la couche catalytique.

- Les pertes par effets joules qui sont représentés pour les courants moyens sur la courbe de polarité. Elles sont liées aux résistances électriques locales dans chaque couche et aux contacts entre ces couches.

- Les pertes par concentrations qui sont prédominantes pour les courants importants, à la fin de la courbe de polarité. On les associe à la qualité de l'approvisionnement en réactifs. Pour des courants importants, les gaz ont de plus en plus de mal à arriver là où ils sont nécessaires pour la réaction. Ceci s'explique car les débits de gaz demandés sont de plus en plus importants au fur et à mesure que le courant demandé augmente. Ces pertes sont aussi liées à la qualité des canaux et de la couche de diffusion.

2) L'électrode

Les fonctions des différentes parties ont été récupérées dans [9]. L'électrode a pour fonction :

- le transport des gaz sur toute la surface de la cellule,
- l'évacuation de l'eau produite du côté cathode,
- la conduction de l'électricité vers les cellules voisines dans le stack,
- la séparation de l'hydrogène de l'oxygène de la cellule voisine et vice versa,
- la conduction de la chaleur hors de la cellule (l'électrode inclut généralement un système de refroidissement entre deux cellules),
- la cohésion mécanique de l'ensemble.

Il y a aussi un joint dans cette partie qui a pour fonction :

- la séparation de l'hydrogène de l'air ambiant,
- le maintien de la pression dans la cellule.

3) La couche de diffusion

elle a pour fonction :

- la diffusion des réactifs vers la couche catalytique,
- l'évacuation de l'eau produite vers les canaux,
- la conduction de l'électricité issu de la réaction vers l'électrode,
- l'évacuation de la chaleur vers l'électrode,
- le support mécanique à la membrane (répartir les efforts exercés par les canaux sur la membrane).

4) La couche catalytique

On l'appelle aussi zone de triple contact, elle a pour fonction :

- la catalysation de la réaction,
- la conduction de l'électricité,
- la diffusion des réactifs,
- avoir la surface la plus importante possible pour minimiser les pertes par activation.

5) La membrane

La membrane a une fonction très spécifique :

- elle doit conduire les ions (ici des protons),
- elle doit être un isolant électrique pour ne pas provoquer un court-circuit,
- elle doit être étanche pour séparer l'hydrogène de l'oxygène et éviter une explosion.

B. La composition des différents organes

La composition des différentes couches est capitale dans la thématique du vieillissement. En effet, beaucoup d'études et d'améliorations se concentrent sur ce point. Ces différentes couches ont plusieurs fonctions souvent peu compatibles entre elles au sein d'un même matériau. C'est pourquoi leurs structures sont complexes.

1) L'électrode

L'électrode est en carbone ou en métal car elle doit conduire l'électricité et la chaleur. Un traitement de surface est souvent effectué pour la rendre plus résistante à la corrosion. Plusieurs géométries différentes ont été proposées pour la répartition des canaux dans l'électrode pour mieux répartir les réactifs ou évacuer l'eau. Plusieurs formes de sections des canaux aussi existent pour assurer un meilleur contact avec la couche de diffusion et avoir ainsi une meilleure conductance thermique et électrique de l'ensemble.

Par ailleurs, le joint utilisé à ce niveau est la plupart du temps en silicone ou en calcium.

2) La couche de diffusion

Elle est composée de carbone et de vide. Du carbone pour la conduction thermique et électrique et du vide pour la diffusion et l'évacuation de l'eau. De manière générale cette couche s'apparente à un papier poreux ou à un tissu en carbone.

3) La couche catalytique

Dans la très grande majorité des cas, cette couche est composée de particules de carbone sur lesquels des particules de platine plus petites sont "collées". Le carbone assure un support ainsi qu'une conduction électrique à l'ensemble. Cette couche a une grande porosité pour avoir une surface effective la plus

importante possible. Par ailleurs, elle est poreuse et directement en contact avec la membrane, on parle d'un assemblage membrane + couche catalytique. Cette couche assure un triple contact entre les réactifs, les conducteurs électriques et la membrane. Pour que le platine ait un pouvoir catalytique, ses particules doivent avoir une taille précise. Si les particules de platine changent de taille et deviennent plus grosses ou plus petites, elles perdent leur pouvoir catalytique pour cette réaction.

4) La membrane

La technologie la plus présente actuellement est appelée membrane NAFION. C'est une membrane en polymère sur laquelle on a fixé des pores composés de fonction carboxylique puissante : CF_2COOH . La base d'acide carboxylique COOH est une portion de molécule qui peut perdre son H (Hydrogène) facilement en H^+ (proton ou hydrogène sans électrons) car les électrons de cet atome sont attirés par les deux O (oxygènes). Si on ajoute en plus un F (fluor), on obtient une portion de molécule qui peut perdre son H encore plus facilement, car le F est un élément qui attire aussi beaucoup les électrons, on parle d'électronégativité. Ainsi, les H^+ se déplacent librement dans la membrane, c'est un conducteur protonique qui permet le passage des ions d'hydrogène.

III. Les différents dommages

Les dommages que peuvent subir les piles à combustible au cours de leur vie sont nombreux et divers. La figure 4 montre schématiquement tous les types de dommages que l'on peut observer. Ces dommages peuvent être classés en 4 familles :

- la corrosion,
- la pollution,
- la réorganisation du platine,
- les dommages structuraux.

Les numéros dans la figure 4 serviront de référence dans les sections suivantes pour savoir à quelle partie du schéma on fait allusion.

A. La corrosion

La corrosion intervient presque à tous les niveaux.

1) au niveau de l'électrode (numéro 1)

Au niveau de l'électrode comme on peut le voir dans la figure 5. Cette figure montre la corrosion inter-granulaire sur une électrode en métal vue par un microscope optique. Les métaux sont composés de cristaux agglomérés, les endroits les plus faibles chimiquement dans ces matériaux sont au niveau des jonctions entre cristaux, d'où le fait que c'est à ces endroits que la corrosion intervient en premier. Des essais ont été réalisés dans l'article [11] pour constater l'influence de la corrosion sur la résistance de contact électrique avec la couche de diffusion pour plusieurs matériaux et plusieurs

sections de canaux. Les résultats de cette étude sont exposés dans le tableau 1.

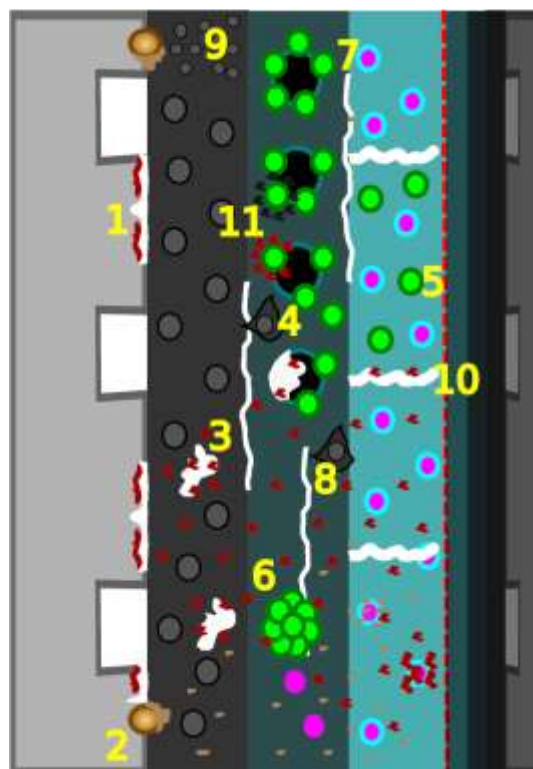


Figure 4. Représentation schématique des types de dommages dans une demi-cellule de pile à combustible

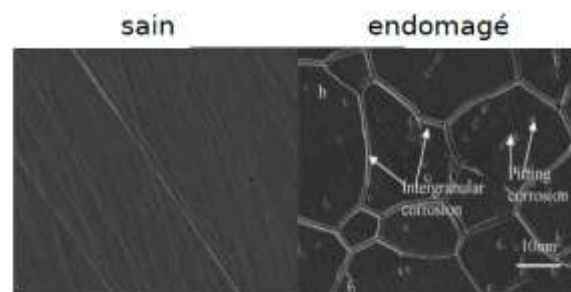


Figure 5. La corrosion sur l'électrode au microscope optique [10]

Tableau 1

résultats de l'étude sur les résistances de contact entre l'électrode et la couche de diffusion avant et après corrosion pour différents alliages et pour différentes pressions d'assemblage [11]

Matériau	ICR ($\text{m}\Omega \cdot \text{cm}^2$)	Pass ($\text{N} \cdot \text{cm}^2$)	corrosion
SS 304	51	220	avant
SS 304	140	140	avant
SS 316	37	220	avant
SS 316	44	220	après
SS 316	200	140	avant
SS 316	320	140	après
SS 316L	160	140	avant
SS 304	2929	140	avant
SS 304	232	140	après
SS 316 L	1244	140	avant
SS 316 L	238	140	après

Cette étude montre que la résistance de contact pour un matériau peut être multipliée par 60 comparé à celle d'un autre matériau après la corrosion. Donc c'est un dommage dont les conséquences dépendent beaucoup du type de matériau, mais aussi de la pression d'assemblage et de la forme de section des canaux.

2) Au niveaux des joints (numéro 2)

Les joints sont aussi victime de la corrosion. Beaucoup d'études ont été faites sur ce thème, et notamment dans [12],[13], [14], [15] et [14]. La figure 6 est une photographie de joint corrodé. C'est un sujet traité car l'état des joints est critique pour éviter des accidents liés à une fuite de carburant. Par ailleurs, leur corrosion a d'autres conséquences. Elle entraîne la production de polluants qui a été étudiée dans [12]. La figure 7 montre l'apparition de polluants lors de la corrosion d'un joint. Cette figure est un spectrographe, le fluide dans lequel la corrosion a lieu se voit traversé par une lumière et on mesure les couleurs qui sont les plus absorbées. Les pics des courbes révèlent la présence d'un élément chimique, on voit que ces éléments chimiques sont plus ou moins présents pour différents états d'avancement de la corrosion.



Figure 6. Photo de joint en silicone corrodé [12]

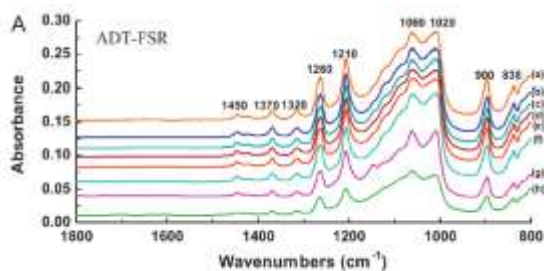


Figure 7. Spectrographe sur les polluants générés par la corrosion progressive d'un joint en silicone [12]

3) La corrosion de la couche de diffusion et de la couche catalytique (numéro 3)

Il y a corrosion du carbone présent dans la couche catalytique et dans la couche de diffusion. Cette corrosion a de graves conséquences directes et indirectes sur le fonctionnement de la pile. La figure 8 montre une photographie au microscope électronique d'une couche catalytique endommagée par la corrosion du carbone. On constate dans la photographie qu'il y a moins de carbone et que les particules de platines se sont coagulées un peu partout car n'étant plus tenues par leur support en carbone.

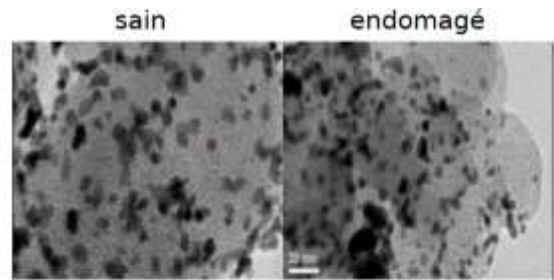


Figure 8. Couche catalytique endommagée au microscope électronique

Ce type de dommage a été étudié dans l'article [16]. Ses conséquences sont une augmentation de la résistance interne de la cellule, donc des pertes par effet joules. Par ailleurs, le pouvoir catalytique aussi diminue, ce qui a pour effet d'augmenter les pertes par activation. Pour estimer ce type de vieillissement on fait souvent un test qui consiste à appliquer différentes tensions à la cellule tout en mesurant le courant qui la traverse (voir figure 9). On voit que plus le carbone est corrodé et la couche catalytique endommagée, plus la courbe de mesure de la figure 9 a tendance à s'aplatir. En effet, le courant dans cette courbe est un indicateur révélant la présence de réactions chimiques dans la cellule pour différents potentiels appliqués. Lorsque le pouvoir catalytique est perdu, ces réactions ne sont plus catalysées, ainsi elles se produisent plus lentement et donc le courant mesuré tend vers 0. Par ailleurs, pour bien mesurer l'impact de cette dégradation, la figure 10 montre trois courbes de polarité de cellule pour différents stades d'endommagement.

Attention, les heures indiquées ici ne correspondent pas à un vieillissement à vitesse normale. La détérioration a été catalysée.

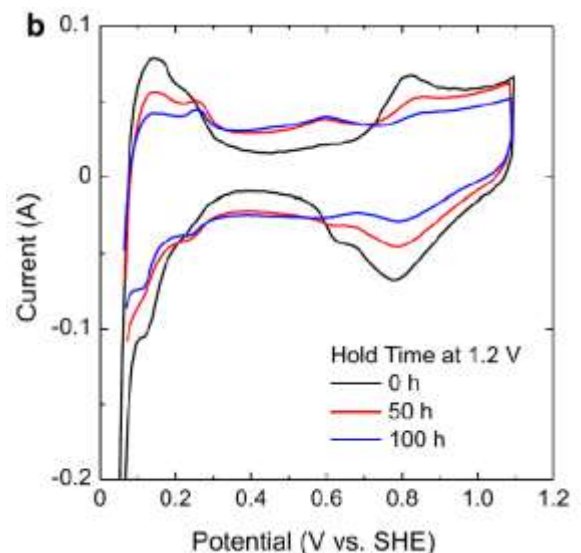


Figure 9. Voltamogramme appliqué sur une cellule à différents stades de corrosion [16]

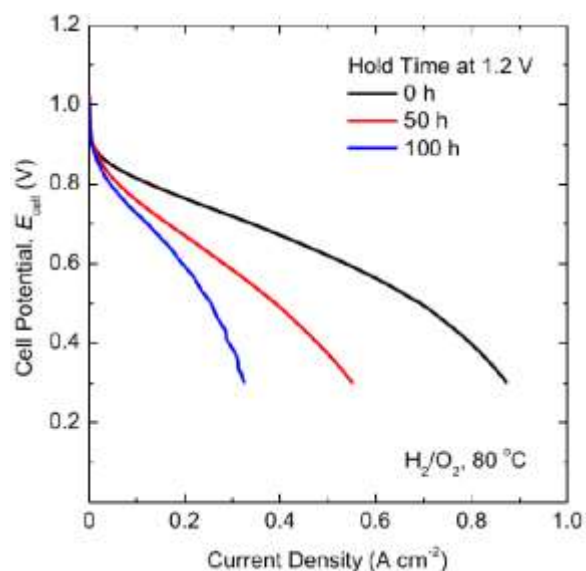


Figure 10. Evolution de la courbe de polarité d'une cellule lors de la corrosion du carbone [16]

B. La pollution

On appelle ici pollution, les déplacements d'éléments chimiques à des endroits où ils vont perturber le fonctionnement de la cellule. Toute la cellule est victime de la pollution, mais c'est la couche catalytique qui est la plus sensible à cette pollution. Viennent ensuite la membrane et la couche de diffusion.

Les problèmes liés à la pollution de la couche catalytique ont été étudiés pour ce que l'on appelle l'empoisonnement (numéro 11). Mais ces études ne traitent que des éléments chimiques venant de l'extérieur comme le monoxyde de carbone (CO). Comme les autres phénomènes de pollution sont toujours liés à des phénomènes de corrosion, il est difficile d'évaluer les conséquences exactes de ces pollutions. On peut néanmoins s'attendre à :

- La couche de diffusion devienne moins poreuse. La forme et la surface de ses pores change en étant recouverte par des polluants. Une étude réalisée dans [17] montrant que la géométrie des pores dans la couche de diffusion contribue aux pertes par concentration.

- La surface de la couche de diffusion change de propriété vis à vis de l'eau ; elle peut devenir davantage hydrophile. Ce phénomène peut entraîner des dysfonctionnements liés à l'évacuation de l'eau que l'on appelle "flooding". Les articles [18] et [17] s'intéressent à la diminution de l'hydrophobie.

- Des effets équivalents à l'empoisonnement pour le platine. L'article [19] montre que la présence de polluants dans la couche catalytique affecte de manière importante les performances de la pile à combustible. L'article [20] montre que le CO n'est pas le seul élément à pouvoir se fixer dans la couche catalytique et à la polluer.

- Des effets sur les pores de la membrane réduisant ainsi sa conductivité électrique ce qui augmenterait les pertes par effet joule.

L'article [18] montre aussi que la conductivité thermique diminue très peu en comparaison à l'hydrophobie. Cela permet d'émettre l'hypothèse que la pollution est plus critique que la corrosion pour la couche de diffusion. Les principales formes de pollutions, sont des ions ou tout autre produit de corrosion, mais il y a aussi une pollution des particules de platine qui viennent de la couche catalytique et qui vont migrer dans la membrane. Ce phénomène a été traité dans les articles [21], [22]. La figure 11 montre au microscope électronique une membrane victime de cette pollution (numéro5).

Par ailleurs, d'autres études qui seront abordées plus loin révèlent l'influence de la pollution sur d'autres mécanismes de détériorations.

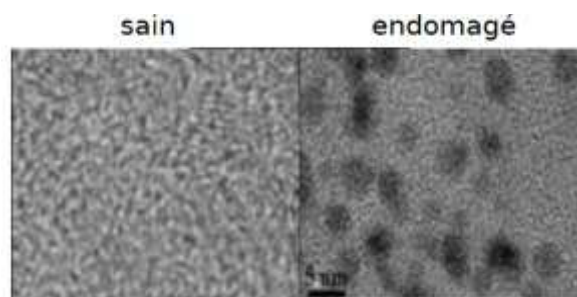


Figure 11. Photographie au microscope électronique d'une membrane polluée par des particules de platines [21]

C. La réorganisation du platine

Le platine contenu dans la couche catalytique a un comportement suffisamment complexe pour être traité dans une partie spécifique. La manière dont le platine se réorganise au cours du temps le rend moins efficace voir totalement inefficace à catalyser la réaction électrochimique de la cellule. C'est pourquoi, ces réorganisations seront présentées comme des dommages. Le platine peut quitter la couche catalytique et devenir un polluant. Il peut aussi simplement se détacher du carbone en restant dans la couche catalytique et ainsi perdre son contact électrique. Enfin, le platine peut se réorganiser en agglomérats de platine que l'on appelle "cluster" (numéro 6). Ces agglomérats possèdent automatiquement une surface extérieure inférieure à celle que l'on avait avant. Par ailleurs, le fait de changer la taille des particules de platine en formant des clusters change les propriétés catalytiques du platine. La figure 12 montre un cluster de platine au microscope électronique.

Une étude plus approfondie et plus spécialisée sur cette réorganisation est présentée dans [23].

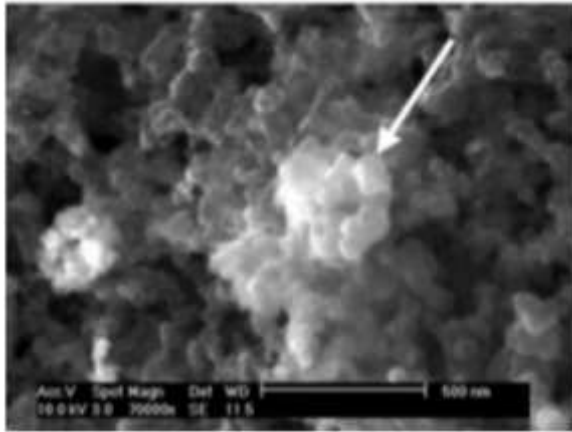


Figure 12. Cluster de platine au microscope électronique [21]

D. Les dommages structuraux

Ce qui est nommé ici dommages structuraux regroupe tous les dommages de type fissurations et destructions mécaniques. On distingue 4 types de dommages structuraux :

- Les délaminations (numéro 7). Pour une cellule de pile à combustible, c'est la désolidarisation d'une couche par rapport à ses voisines.

- Les fissurations. Des fissurations peuvent apparaître le long des couches mais aussi dans d'autres plans. On peut voir dans la figure 13 des dommages de fissurations et de délaminations sur un assemblage couche de diffusion couche catalytique-membrane-couche catalytique-couche de diffusion.

- L'inclusion de débris de couche de diffusion dans la membrane et la couche catalytique (numéro 4, ce dommage a principalement lieu pendant l'assemblage de la cellule). On peut voir au microscope ces débris dans la figure 14.

- La compression de la couche de diffusion (numéro 9) qui a aussi lieu lors de l'assemblage à cause de la pression d'assemblage. Un exemple de couche de diffusion compressée pour une technologie en fibre est donné dans la figure 15. La mesure de ce type de dommages sur la couche de diffusion est compliquée ; l'article [24] propose une revue des méthodes de caractérisation de la couche de diffusion.

- Des "pinholes" dans la membrane (numéro 10). Ce sont des petits trous qui apparaissent dans la membrane. La figure 16 montre quelques un de ces "pinholes". Ce type de dommage engendre à partir d'un certain seuil la destruction rapide de la cellule par combustion directe des gaz séparés par la membrane qui vont ainsi se mélanger. Les conséquences de ces dommages structuraux sont des baisses locales de conductance électrique et thermique. Les zones fissurées et délaminées ne conduiront plus la chaleur et l'électricité comme avant. Des inhomogénéités supplémentaires de courant et de température sur la surface de la cellule apparaissent donc suite à ces dommages. Pour les pinholes, on mesurera une baisse de potentiel comme s'il y avait un courant de fuite.

La Revue 3EI n°77
Juillet 2014

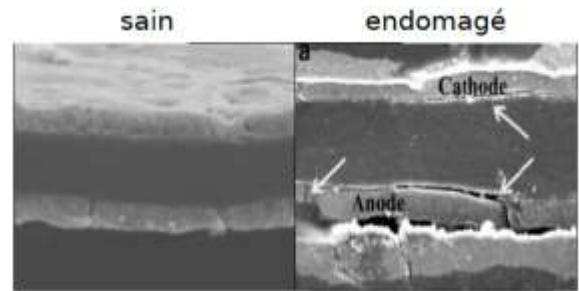


Figure 13. Photographie réalisée au microscope électronique de délamination et fissuration dans une cellule [21]

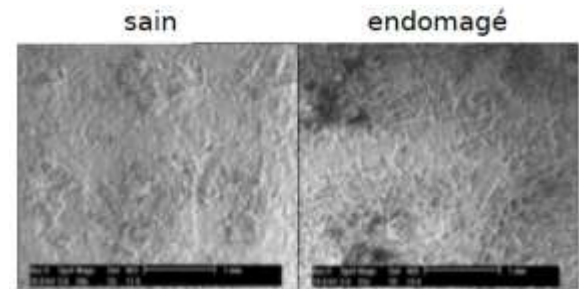


Figure 14. Photographie réalisée au microscope des débris de couche de diffusion sur la membrane et la couche catalytique [21]

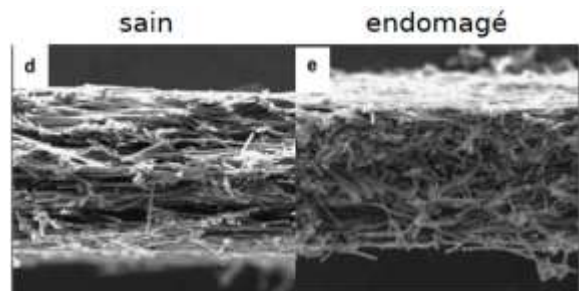


Figure 15. Photographie réalisée au microscope électronique d'une couche de diffusion en fibres compressée [25]



Figure 16. Photographie d'une membrane avec des "pinholes" à un stade avancé [26]

IV. Mécanismes d'endommagements

Les mécanismes d'endommagements sont plus ou moins rapides. Une figure est proposée dans l'article [27] pour illustrer l'influence des différents mécanismes de détérioration sur la résistance interne de la cellule (ou ses pertes résistives), c'est la figure 17

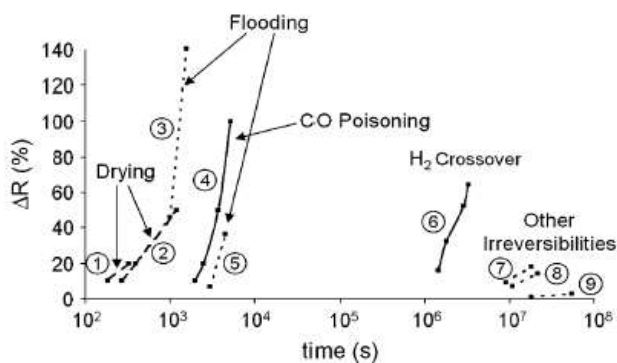


Figure 17. Figure illustrant les vitesses relatives des différents mécanismes endommageant la pile à combustible [27]

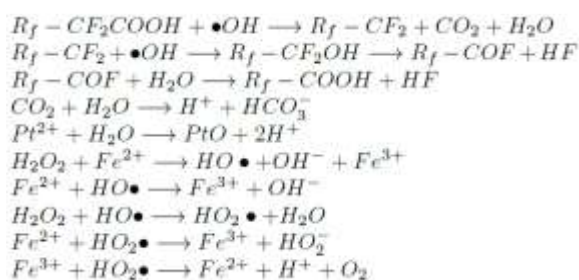
Le "drying" et le "flooding" sont des phénomènes liés à un assèchement ou un trop plein d'eau dans la cellule ; il s'agit plus d'accidents que de phénomènes de vieillissements. Le "poisoning" (empoisonnement) est à la frontière entre les deux, c'est un type de pollution très critique. Le "H₂ Crossover" est lié aux "pinholes" dans la membrane. Les "Other irreversibilities" correspondent aux autres mécanismes de vieillissement. Ces informations doivent être prises à titre illustratif car les dynamiques de vieillissement sont très dépendantes des conditions de fonctionnement des piles comme il est montré dans l'article [28].

A. La physiologie chimique de la cellule

Ce qui est appelé ici la physiologie chimique de la cellule est le système chimique qui permet la production d'acide et de polluants provoquant des dommages liés à la corrosion et à la pollution.

1) La production d'acide

La production d'acide dans la cellule suit un schéma compliqué qui permet plusieurs voies de production qui se catalysent les unes les autres. On distingue principalement les réactions suivantes issues de l'article [29] :



La figure 18 illustre l'imbrication de ces réactions dans le système. Les points représentent les réactions. Les losanges des éléments catalysant et permettant les réactions. Les rectangles des produits intermédiaires et les ronds sont les acides finalement produits. Le fer peut venir de l'électrode, le platine vient de la couche catalytique, les pores de la membrane fournissent du fluor (F), le CO₂ peut venir de l'approvisionnement en air, le H₂O vient de la réaction. Les radicaux -OH et

l'eau oxygénée H₂O₂ qui sont des sources essentielles pour déclencher les réactions apparaissent lorsque :

- Il y a un problème avec l'approvisionnement en réactifs et qu'ils sont consommés trop vite. Donc pour une hausse de courant importante et rapide et quand le compresseur qui fournit l'air n'arrive pas à suivre.

- L'eau produite par la réaction n'est pas évacuée assez vite et l'humidité relative augmente. Donc lors du "flooding" ou de manière générale quand on demande un courant trop important ou que l'évacuation de l'eau se fait mal.

- La température de la cellule augmente. Ici aussi, le courant peut être un facteur ou alors un refroidissement pas assez performant.

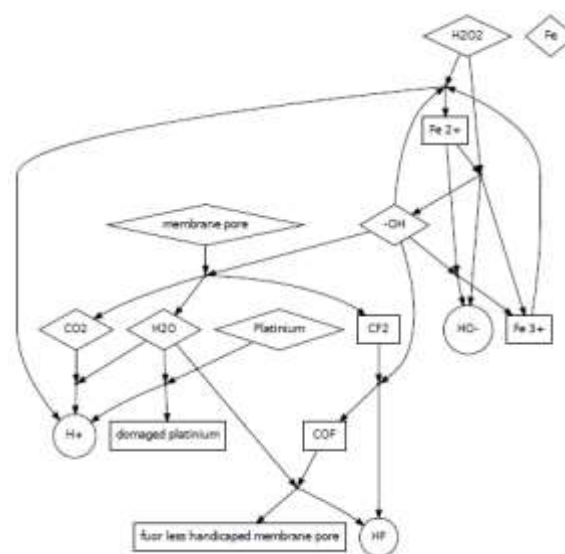


Figure 18. La production d'acide dans la pile à combustible

Bien sur, tous les dommages qui auront ces effets augmenteront aussi la formation d'acide. L'article [30] qui étudie les variations du pH en sortie de la pile à combustible en fonction des variations énumérées plus haut prouve leurs liens de causalité. Un modèle développé dans [31] a aussi permis d'observer que ces variations brutales peuvent créer des inhomogénéités dans la cellule et notamment au voisinage de l'entrée des réactifs dans l'électrode. On peut donc s'attendre à ce que ces productions d'acide se fassent préférentiellement dans certaines zones de la cellule. Enfin, le rôle de la température a été prouvé par des méthodes statistiques dans [32]. La tension de la pile pour un même courant est décomposée comme la somme de plusieurs facteurs. Parmi ces facteurs, la température est présentée comme influençant à 33% et le temps à 51%.

2) La corrosion et la pollution

La formation d'acide entraîne la corrosion de l'électrode, du carbone de la couche catalytique et des joints. Ainsi, des ions métalliques peuvent être diffusés par la corrosion de l'électrode et des éléments chimiques divers peuvent aussi venir des joints en fonction du type de joint.

Une étude réalisée dans l'article [33] montre ce déplacement de polluants. La figure 19 montre la répartition de trois éléments chimiques avant et après pollution :

- Le carbone (C) qui est présent dans la membrane, dans la couche catalytique et dans la couche de diffusion et qui va venir s'accumuler dans la couche catalytique du côté anode (là où l'hydrogène va vers la membrane) et disparaître de la couche catalytique du côté cathode (là où l'eau est évacuée de la membrane vers l'extérieur).
- Le fluor (F) qui est présent dans les pores de la membrane et se perd à l'extérieur de cette membrane.
- Le platine (Pt) qui est présent dans la couche catalytique et qui va se diffuser un peu partout (en incluant la membrane).

Ces polluants peuvent permettre la production de plus d'acide, c'est le cas des polluants venant de la corrosion du carbone ou d'éventuels ions de fer (Fe^{2+}). Ces polluants peuvent aussi fragiliser d'autres composants comme c'est étudié dans l'article [34]. La figure 20 montre l'influence des polluants ioniques sur la solidité de la membrane. Il faut parler aussi des possibilités d'empoisonnement de la couche catalytique associés à ces polluants. L'étude [35] montre comment un empoisonnement a lieu et dépend de la nature de la couche catalytique ainsi que d'autres facteurs comme la pression et la température.

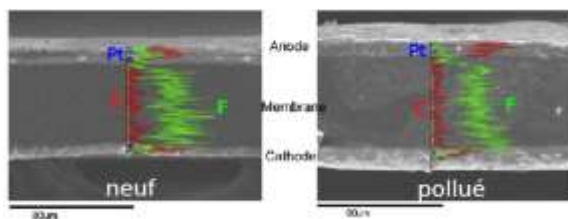


Figure 19. Le déplacement des espèces chimiques dues à la corrosion puis la pollution [33]

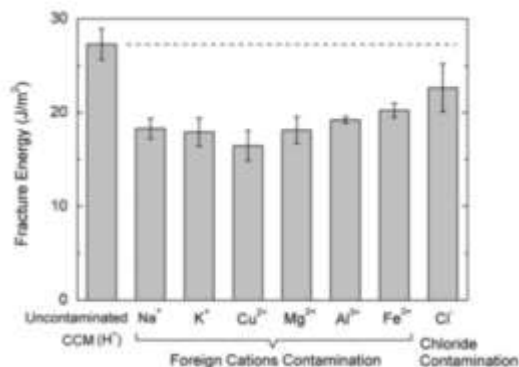


Figure 20. L'influence de la pollution d'ions métalliques sur la résilience (solidité) de la membrane [34]

B. Le comportement du platine

La corrosion du carbone va libérer le platine comme c'est expliqué dans l'article [36]. Celui-ci va devenir un polluant qui va se diriger dans la membrane ou former des clusters (regroupement) de particules de platine. Ces phénomènes de détériorations sont très étudiés. L'article [37] propose d'observer la vitesse de détérioration pour différentes conditions. La figure 21 montre quelques un de ses résultats sur la vitesse de dégradation du pouvoir catalytique en fonction du nombre de cycles de potentiel appliqués à une cellule et avec quel le amplitude. Un cycle de potentiel est ici simplement une tension maximum imposée à la cellule puis un retour à une tension minimum.

Mais la corrosion n'est pas la seule cause de l'apparition de ces dommages. D'autres études comme l'article [22] montrent qu'un débit de gaz important peut arracher les particules de platine et qu'on finit par les retrouver dans la membrane.

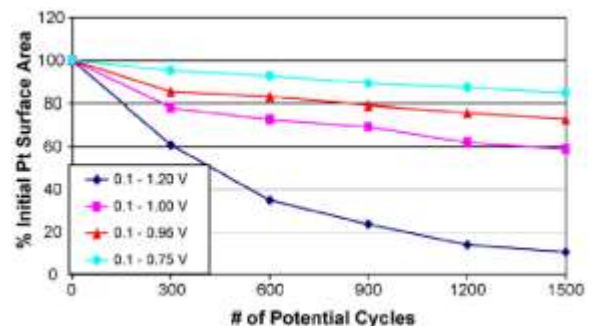


Figure 21. La dégradation du pouvoir catalytique de la couche catalytique en fonction de cycles de potentiels appliqués [37]

C. Le vieillissement mécanique

En parallèle de la physiologie de la pile, d'autres mécanismes et dommages se produisent. Ce sont les dommages mécaniques. Bien que ces dommages soient influencés par les phénomènes de corrosion et de pollution, ils appartiennent à un système que l'on peut voir comme à part de la physiologie de la cellule.

1) La fatigue de la membrane

Le vieillissement mécanique le plus critique est celui de la membrane. On a vu que des dommages sur la membrane entraînent une destruction rapide de la cellule. Quand on applique une force sur un objet de manière répétée et un très grand nombre de fois, on endommage cet objet qui finit par se casser ou se fissurer. On appelle ce phénomène la fatigue.

La membrane se dilate (gonfle) pendant le fonctionnement de la pile. Deux grandeurs physiques influent sur la dilatation de la membrane : la température et l'humidité. En se dilatant, la membrane va venir appuyer sur les couches voisines, ce qui va la soumettre à des forces (ou contraintes). Par ailleurs, comme il y a une pression d'assemblage qui appuie sur la membrane elle est aussi soumise à

une force supplémentaire. Les contraintes dans la membrane peuvent donc être exprimées comme la somme de 3 contraintes présentées dans l'équation 3 issue de [38]

$$\pi = \pi^M + \pi^T + \pi^S \quad (1)$$

$$\pi^T = \varphi (T - T_{ref}) \quad (2)$$

$$\pi^S = \lambda_{mem} (\chi - \chi_{ref}) \quad (3)$$

Où :

π^M sont les contraintes mécaniques (assemblage, différences de pressions),

π^T sont les contraintes thermiques (dilatation thermique),

π^S sont les contraintes dues à l'humidité (gonflement de la membrane humidifiée),

T est la température,

χ est une grandeur relative au contenu en eau de la membrane (humidité relative),

le reste sont des paramètres intrinsèques aux phénomènes étudiés.

La figure 22 montre une répartition de la contrainte dans la membrane, on observe qu'il n'y a pas les mêmes contraintes partout dans la membrane, certaines zones subissent donc plus de forces.

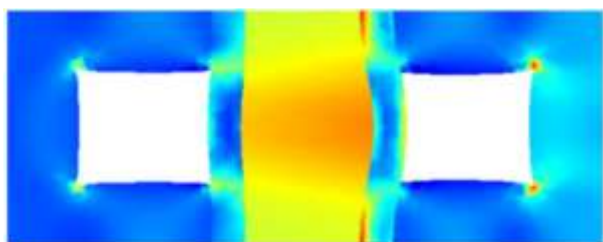


Figure 22. Répartition de contraintes mécaniques dans la cellule calculée dans [38]

La température et l'humidité durant le fonctionnement ne sont pas constantes, d'où une variation des contraintes au cours du temps. C'est cette variation qui va provoquer la fatigue. Un modèle est proposé pour étudier la fatigue de la membrane dans [39] montrant notamment l'influence de l'humidité et de la température sur la dilatation de la membrane. Une autre étude, cette fois-ci expérimentale est proposée dans [40], elle montre qu'une membrane seule, au cours du temps, d'abord fatigue progressivement puis de plus en plus vite avant la rupture. Cette tendance des dommages à s'aggraver de manière focalisée de plus en plus vite se retrouve bien dans l'ensemble des mécanismes de détérioration. L'article [41] observe expérimentalement une répartition de température dans une cellule saine et dans une cellule endommagée. Ses observations sont exposées sur la figure 23. Cependant, une autre étude dans l'article [42] montre que des inhomogénéités initiales dans une cellule saine peuvent aussi être homogénéisées par le vieillissement. La conséquence de cette fatigue est l'apparition des "pinholes". Dans un premier temps, ces "pinholes" peuvent être assez petits pour ne pas entraîner la destruction de la cellule par mélange explosif ($H_2 + O_2$). Cependant, une fois apparus, ils vont commencer à

s'agrandir de plus en plus vite sous l'effet de la fatigue et d'autres phénomènes apparaissant au fur et à mesure du développement de leur taille (combustion du mélange $O_2 + H_2$ en petite quantité). Une étude réalisée dans [43] montre les différentes conséquences liées à la taille des pinholes, et notamment qu'un petit "pinhole" ne cause pas immédiatement de pertes mais accélère l'endommagement de la cellule.

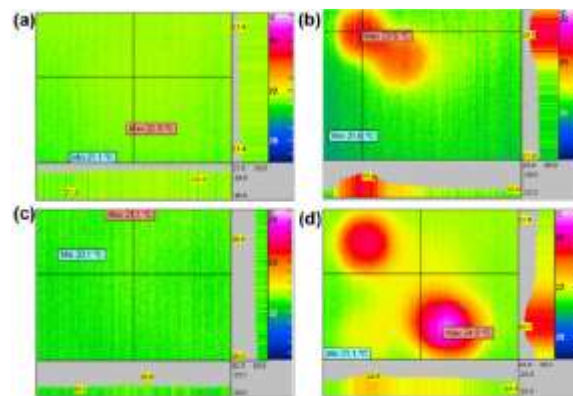


Figure 23. Répartition de températures dans des cellules saines (à gauche) et endommagées (à droite) [41]

2) La destruction par formation de glace ou "freezing"

Le "freezing" n'est pas à proprement parler un phénomène de vieillissement de la pile à combustible. Mais dans certaines applications, comme les systèmes embarqués, il contribue au vieillissement. Dans une pile à combustible à membrane échangeuse de proton, on a de l'eau qui est produite pendant le fonctionnement. Une fois la réaction arrêtée, cette eau peut rester dans la pile. Si la pile est soumise à des températures en dessous de $0^\circ C$, elle peut geler. La formation de cristaux (glaçons), plus gros que l'eau liquide, peut entraîner la destruction mécanique de la cellule. Les études réalisées dans [44], [22] présentent deux types de "freezing". Un "freezing" où on a beaucoup d'eau et qui provoque des dommages catastrophiques dans la cellule tels que des fissurations et des délaminations. Un "freezing" où il y a peu d'eau et donc où les dommages vont apparaître au fur et à mesure que le phénomène se répète. Le premier "freezing" peut être considéré comme un phénomène de destruction et le deuxième de détérioration.

3) Les dommages causés par les vibrations

Bien que l'influence des vibrations sur le vieillissement de la pile à combustible soit une étude importante pour les applications embarquées, très peu d'études ont été faites sur ce sujet.

L'étude réalisée dans l'article [45] montre que les frottements dans une cellule résultants des vibrations se situent principalement entre l'électrode et la couche de diffusion.

V. CONCLUSION

Les mécanismes de vieillissement de la pile à combustible sont nombreux et variés. On peut les classer en deux catégories ou sous-systèmes : un système dit physiologique qui est une combinaison de réactions chimiques et de déplacement de polluants ; et un système de détérioration mécanique par fatigue et formation de glace. Certains dommages tels que l'incrustation de débris de la couche de diffusion ou sa compression sont davantage liés au procédé d'assemblage de la cellule.

Les principaux facteurs intervenant dans ces mécanismes sont de deux natures : une nature cyclique et une nature d'amplitude.

En effet, les cycles tels que les variations répétées de courant, de température, et d'humidité permettent la formation d'acides qui vont attaquer les différentes couches de la cellule et engendrer des contraintes mécaniques qui provoquent la fatigue de la membrane. Par ailleurs, un courant, une température ou une humidité importante catalysent les réactions chimiques ou provoquent d'autres dysfonctionnements pouvant entraîner la détérioration de la membrane.

Les dommages engendrés par ces mécanismes n'ont pas tous la même criticité. En effet, les dommages les plus critiques se trouvent dans la membrane puis dans la couche catalytique. Ils deviennent de moins en moins critiques en allant vers l'électrode.

La synthèse de ces mécanismes permet de comprendre que la durée de vie des piles à combustible peut être augmentée de plusieurs manières. Les matériaux ou technologies des couches peuvent être revus pour mieux résister à la corrosion et à la fatigue (les articles [46], [47], [48] et [49] proposent d'étudier de nouveaux matériaux pour la membrane ; l'article [50] propose des améliorations sur les matériaux pour les canaux ou de nouveaux revêtements pouvant résister à la corrosion ; et les articles [51], [52], [53] et [54] proposent d'étudier de nouveaux matériaux pour la couche catalytique).

Le courant demandé à la pile peut être abaissé et sa variation atténuée pour réduire les cycles et les amplitudes responsables de l'amplification des mécanismes de vieillissement (l'article [55] propose d'étudier cette perspective). Enfin, certains mécanismes peuvent être évités en choisissant des matériaux dont les polluants résultant n'aggravent pas la corrosion et la fatigue.

REFERENCES

- [1] A. Folkesson, C. Andersson, P. Alvfors, M. Alakulab, and L. Overgaard, "Real life testing of a hybrid pem fuel cell bus," *Journal of Power Sources*, vol. 118, pp. 349–357, 2003.
- [2] M. Tanrioven and M. Alam, "Reliability modeling and analysis of standalone pem fuel cell power plants," *Renewable Energy*, vol. 31, pp. 915–933, 2006.
- [3] Y. Shao, G. Yin, and Y. Gao, "Understanding and approaches for the durability issues of pt-based catalysts for pem fuel cell," *Journal of Power Sources*, vol. 171, p. 558–566, 2007.
- [4] N. Yousfi-Steiner, P. Mocoteguy, D. Candusso, D. Hissel, A. Hernandez, and A. Aslanides, "A review on pem voltage degradation associated with water management : Impacts, influent factors and characterization," *Journal of Power Sources*, vol. 183, pp. 260–274, 2008.
- [5] R. A. Antunes, M. C. L. Oliveira, G. Ett, and V. Ett, "Corrosion of metal bipolar plates for pem fuel cells : A review," *international journal of hydrogen energy*, vol. 35, pp. 3632–3647, 2010.
- [6] J. Wu, X. Z. Yuan, J. J. Martin, H. Wang, J. Zhang, J. Shen, S. Wu, and W. Merida, "A review of pem fuel cell durability : Degradation mechanisms and mitigation strategies," *Journal of Power Sources*, vol. 184, pp. 104–119, 2008.
- [7] L. Placca and R. Kouta, "Fault tree analysis for pem fuel cell degradation process modelling," *international journal of hydrogen energy*, vol. 36, pp. 12 393–12 405, 2011.
- [8] J. Kim, I. Lee, Y. Tak, and B. Cho, "State-of-health diagnosis based on hamming neural network using output voltage pattern recognition for a pem fuel cell," *international journal of hydrogen energy*, vol. 37, pp. 4280–4289, 2012.
- [9] F. Gao, B. Blunier, and A. Miraoui, *Modelisation de piles à combustible à membrane échangeuse de protons*, Lavoisier, Ed. Kermes Science, 2011.
- [10] Y. Wang and D. O. Northwood, "Effects of o₂ and h₂ on the corrosion of ss316l metallic bipolar plate materials in simulated anode and cathode environments of pem fuel cells," *Electrochimica Acta*, vol. 52, p. 6793–6798, 2007.
- [11] C. Turan, O. N. Cora, and M. Koc, "Effect of manufacturing processes on contact resistance characteristics of metallic bipolar plates in pem fuel cells," *international journal of hydrogen energy*, vol. 36, pp. 12 370–12 380, 2011.
- [12] C.-W. Lin, C.-H. Chien, J. Tan, Y. J. Chao, and J. V. Zee, "Chemical degradation of five elastomeric seal materials in a simulated and an accelerated pem fuel cell environment," *Journal of Power Sources*, vol. 196, pp. 1955–1966, 2011.
- [13] J. Tan, Y. Chao, J. V. Zee, and W. Lee, "Degradation of elastomeric gasket materials in pem fuel cells," *Materials Science and Engineering*, vol. A 445–446, p. 669–675, 2007.

- [14] C.-W. Lin, C.-H. Chien, J. Tan, Y.-J. Chao, and J. V. Zee, "Dynamic mechanical characteristics of five elastomeric gasket materials aged in a simulated and an accelerated pem fuel cell environment," *international journal of hydrogen energy*, vol. 36, pp. 6756–6767, 2011.
- [15] J. Tan, Y. Chao, H. Wang, J. Gong, and J. V. Zee, "Chemical and mechanical stability of epdm in a pem fuel cell environment," *Polymer Degradation and Stability*, vol. 94, p. 2072–2078, 2009.
- [16] S. Park, Y. Shao, V. V. Viswanathan, J. Liu, and Y. Wang, "Non-kinetic losses caused by electrochemical carbon corrosion in pem fuel cells," *international journal of hydrogen energy*, vol. 37, pp. 8451–8458, 2012.
- [17] S. Park and B. N. Popov, "Effect of hydrophobicity and pore geometry in cathode gdl on pem fuel cell performance," *Electrochimica Acta*, vol. 54, pp. 3473–3479, 2009.
- [18] O. Burheim, G. Ellila, J. Fairweather, A. Labouriau, S. Kjelstrup, and J. Pharoah, "Ageing and thermal conductivity of porous transport layers used for pem fuel cells," *Journal of Power Sources*, vol. 221, pp. 356–365, 2012.
- [19] C. Bonnet, L. Franck-Lacaze, S. Ronasi, S. Besse, and F. ois Lapique, "Pem fuel cell pt anode inhibition by carbon monoxide : Non-uniform behaviour of the cell caused by the finite hydrogen excess," *Chemical Engineering Science*, vol. 65, p. 3050–3058, 2010.
- [20] G. Postole and A. Auroux, "The poisoning level of pt/c catalysts used in pem fuel cells by the hydrogen feed gas impurities : The bonding strength," *international journal of hydrogen energy*, vol. 36, pp. 6817–6825, 2011.
- [21] R. Silva, T. Hashimoto, G. Thompson, and C. Rangel, "Characterization of mea degradation for an open air cathode pem fuel cell," *international journal of hydrogen energy*, vol. 37, pp. 7299–7308, 2012.
- [22] G. Gavello, J. Zeng, C. Francia, U. Icardi, A. Graizzaro, and S. Specchia, "Experimental studies on nafion 112 single pem-fcs exposed to freezing conditions," *international journal of hydrogen energy*, vol. 36, pp. 8070–8081, 2011.
- [23] F. Rong, C. Huang, Z.-S. Liu, D. Song, and Q. Wang, "Microstructure changes in the catalyst layers of pem fuel cells induced by load cycling part ii. simulation and understanding," *Journal of Power Sources*, vol. 175, p. 712–723, 2008.
- [24] A. Arvay, E. Yli-Rantala, C.-H. Liu, X.-H. Peng, P. Koski, L. Cindrella, P. Kauranen, and A. K. P.M. Wilde, "Characterization techniques for gas diffusion layers for proton exchange membrane fuel cells e a review," *Journal of Power Sources*, vol. 213, pp. 317–337, 2012.
- [25] V. Radhakrishnan and P. Haridoss, "Effect of cyclic compression on structure and properties of a gas diffusion layer used in pem fuel cells," *international journal of hydrogen energy*, vol. 35, pp. 11 107–11 118, 2010.
- [26] P. Millet, A. Ranjbari, F. de Guglielmo, S. Grigoriev, and F. Aupretre, "Cell failure mechanisms in pem water electrolyzers," *international journal of hydrogen energy*, vol. 37, pp. 17 478–17 487, 2012.
- [27] M. Rubio, A. Urquia, and S. Dormido, "Diagnosis of performance degradation phenomena in pem fuel cells," *international journal of hydrogen energy*, vol. 35, pp. 2586–2590, 2010.
- [28] B. Wahdame, D. Candusso, X. Francois, F. Harel, M.-C. P'era, D. Hissel, and J.-M. Kauffmann, "Comparison between two pem fuel cell durability tests performed at constant current and under solicitations linked to transport mission profile," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 32, p. 4523 – 4536, 2007.
- [29] A. M. Abdullah, T. Okajima, F. Kitamura, and T. Ohsaka, "A simple in situ characterization technique for the onset of the chemical degradation of pem fuel cells' fluorinated membranes," *Electrochemistry Communications*, vol. 10, pp. 1732–1735, 2008.
- [30] A. M. Abdullah, A. M. Mohammad, T. Okajima, F. Kitamura, and T. Ohsaka, "Effect of load, temperature and humidity on the ph of the water drained out from h2 /air polymer electrolyte membrane fuel cells," *Journal of Power Sources*, vol. 190, p. 264–270, 2009.
- [31] X.-G. Yang, Q. Ye, and P. Cheng, "Hydrogen pumping effect induced by fuel starvation in a single cell of a pem fuel cell stack at galvanostatic operation," *international journal of hydrogen energy*, vol. 37, pp. 14 439–14 453, 2012.
- [32] L. Placca, R. Kouta, J.-F. Blachot, and W. Charon, "Effects of temperature uncertainty on the performance of a degrading pem fuel cell model," *Journal of Power Sources*, vol. 194, p. 313–327, 2009.
- [33] R. Lina, B. Lia, Y. Houa, and J. Ma, "Investigation of dynamic driving cycle effect on performance degradation and micro-structure change of pem fuel cell," *international journal of hydrogen energy*, vol. 34, pp. 2369–2376, 2009.
- [34] R. Jia, S. Dong, T. Hasegawa, J. Ye, and R. H. Dauskardt, "Contamination and moisture absorption effects on the mechanical properties of catalyst coated membranes in pem fuel cells," *international journal of hydrogen energy*, vol. 37, pp. 6790–6797, 2012.
- [35] G. Postole, S. Bennici, and A. Auroux, "Calorimetric study of the reversibility of co pollutant adsorption on high loaded pt/carbon catalysts used in pem fuel cells," *Applied Catalysis B : Environmental*, vol. 92, pp. 307–317, 2009.
- [36] Y. Shao, J. Wang, R. Kou, M. Engelhard, J. Liu, Y. Wang, and Y. Lin, "The corrosion of pem fuel cell catalyst supports and its implications for developing durable catalysts," *Electrochimica Acta*, vol. 54, p. 3109–3114, 2009.
- [37] R. L. Borup, J. R. Davey, F. H. Garzon, D. L. Wood, and M. A. Inbody, "Pem fuel cell electrocatalyst durability measurements," *Journal of Power Sources*, vol. 163, pp. 76–81, 2006.
- [38] M. A. S. Al-Baghdadi, "A cfd study of hygro-thermal stresses distribution in pem fuel cell during regular cell operation," *Renewable Energy*, vol. 34, p. 674–682, 2009.
- [39] A. Kusoglu, A. M. Karlsson, M. H. Santare, S. Cleghorn, and W. B. Johnson, "Mechanical behavior of fuel cell membranes under humidity cycles and effect of swelling anisotropy on the fatigue stresses," *Journal of Power Sources*, vol. 170, pp. 345–358, 2007.

- [40] Y. Li, D. A. Dillard, S. W. Case, M. W. Ellis, Y.-H. Lai, C. S. Gittleman, and D. P. Miller, "Fatigue and creep to leak tests of proton exchange membranes using pressure-loaded blisters," *Journal of Power Sources*, vol. 194, p. 873–879, 2009.
- [41] K. Panha, M. Fowler, X.-Z. Yuan, and H. Wang, "Accelerated durability testing via reactants relative humidity cycling on pem fuel cells," *Applied Energy*, vol. 93, pp. 90–97, 2012.
- [42] F.-B. Weng, C.-Y. Hsu, and C.-W. Li, "Experimental investigation of pem fuel cell aging under current cycling using segmented fuel cell," *international journal of hydrogen energy*, vol. 35, pp. 3664–3675, 2010.
- [43] B. Huang, Y. Chatillon, C. Bonnet, F. Lopicque, S. Leclerc, M. Hinaje, and S. Rae, "Experimental investigation of pinhole effect on mea/cell aging in pemfc," *international journal of hydrogen energy*, vol. XXX, pp. 1–8, 2012.
- [44] J. Hou, B. Yi, H. Yu, L. Hao, W. Song, Y. Fu, and Z. Shao, "Investigation of resided water effects on pem fuel cell after cold start," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 32, pp. 4503–4509, 2007.
- [45] V. Rouss, W. Charon, and A. Desflots, "Characterisation of mechanical non-linearities in a proton exchange membrane fuel cell using raw data," *international journal of hydrogen energy*, vol. 34, pp. 2377–2386, 2009.
- [46] F. Bauer and M. Willert-Porada, "Microstructural characterization of zr-phosphate-*nafion* membranes for direct methanol fuel cell (dmfc) applications," *Journal of Membrane Science*, vol. 233, p. 141–149, 2004.
- [47] J. Chen, M. Asano, T. Yamaki, and M. Yoshida, "Preparation and characterization of chemically stable polymer electrolyte membranes by radiation-induced graft copolymerization of four monomers into etfe films," *Journal of Membrane Science*, vol. 269, pp. 194–204, 2006.
- [48] V. R. Hande, S. K. Rath, S. Rao, and M. Patri, "Cross-linked sulfonated poly (ether ether ketone) (speek)/reactive organoclay nanocomposite proton exchange membranes (pem)," *Journal of Membrane Science*, vol. 372, p. 40–48, 2011. *journal of latex class files*, vol. 11, no. 4, december 2012 12
- [49] W. Guo, H. Tang, M. Sun, H. Yang, M. Pan, and J. Duan, "Physically stable proton exchange membrane with ordered electrolyte for elevated temperature pem fuel cell," *international journal of hydrogen energy*, vol. 37, pp. 9782–9791, 2012.
- [50] M. L. Garc and M. A. Smit, "Study of electrodeposited polypyrrole coatings for the corrosion protection of stainless steel bipolar plates for the pem fuel cell," *Journal of Power Sources*, vol. 158, p. 397–402, 2006.
- [51] S. C. Zignani, E. Antolini, and E. R. Gonzalez, "Stability of pt-ni/c (1 : 1) and pt/c electrocatalysts as cathode materials for polymer electrolyte fuel cells : Effect of ageing tests," *Journal of Power Sources*, vol. 191, pp. 344–350, 2009.
- [52] H. R. Colon-Mercado, H. Kim, and B. N. Popov, "Durability study of pt₃ni₁ catalysts as cathode in pem fuel cells," *Electrochemistry Communications*, vol. 6, p. 795–799, 2004.
- [53] E. S. Sayin, A. Bayrakceken, and I. Eroglu, "Durability of pem fuel cell electrocatalysts prepared by microwave irradiation technique," *international journal of hydrogen energy*, vol. 37, pp. 16 663–16 672, 2012.
- [54] M. K. Debe, A. K. Schmoekel, G. D. Vernstrom, and R. Atanasoski, "High voltage stability of nanostructured thin film catalysts for pem fuel cells," *Journal of Power Sources*, vol. 161, p. 1002–1011, 2006.
- [55] M. Tanrioven and M. Alam, "Impact of load management on reliability assessment of grid independent pem fuel cell power plants," *Journal of Power Sources*, vol. 157, pp. 401–410, 2006.



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



1994-1995

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

1995-1996

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

1996-1997

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

1997-1998

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

1998-1999

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

1999-2000

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

2000-2001

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

2001-2002

- 27 Métrologie : mesures et estimations
- 28 Convertisseurs propres
- 29 Les alimentations et convertisseurs embarqués

- 30 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

2002-2003

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

2003-2004

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

2004-2005

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

2005-2006

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

2006-2007

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

2007-2008

- 51 Gisements d'économie d'énergie (1)
- 52 Gisements d'économie d'énergie (2)
- 53 FPGA (Field-Programmable Gate Array)
- 54 Pratiques pédagogiques de l'académie de Toulouse

2008-2009

- 55 Piles à combustible (1)

- 56 Piles à combustibles (2)
- 57 La Cogénération
- 58 Pratiques pédagogiques de l'académie de la région Paca

2009-2010

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

2010-2011

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

2011-2012

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

2012-2013

- 71 Systèmes d'acquisition, matériel embarqué
- 72 Convertisseurs multicellulaires, série, parallèle, de puissance
- 73 Réseaux de transport de l'énergie et liaisons continues
- 74 Réalité Industrielle et Recherche

Le DVD « Archives » est disponible !!!



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

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

Tarifs au 1 ^{er} janvier 2014 Prix unitaire TTC		
Quantité	France & UE	Hors UE
A partir de :	Prix unitaire	
1 Volume	12 €	14 €
3 Volumes	10 €	12 €
DVD (TVA 19,6%) Archives La Revue 3E.I		
Individuel	60 €	70 €
Collectivité (CDI, laboratoire...)	100 €	110 €

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

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

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

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

